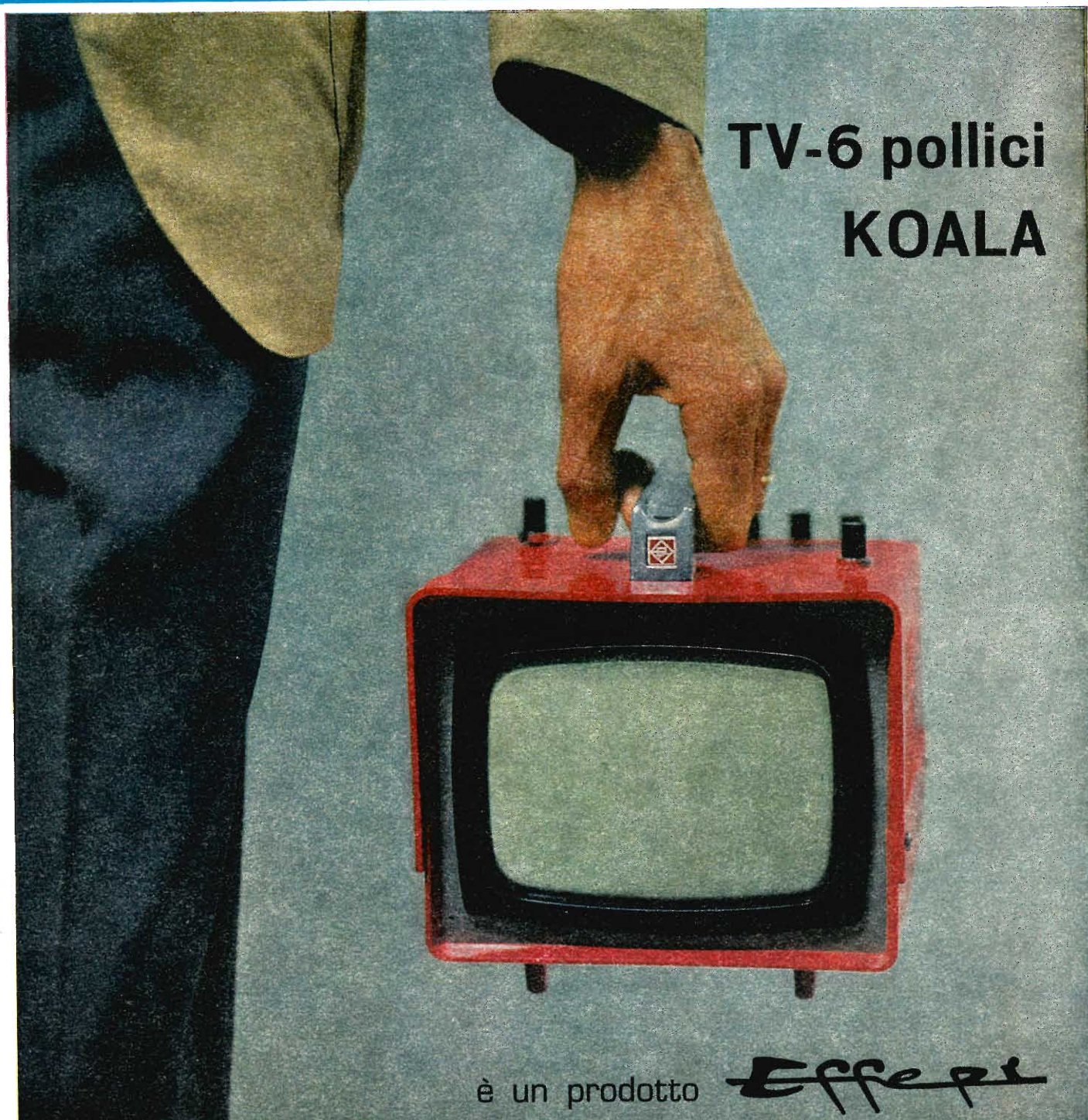
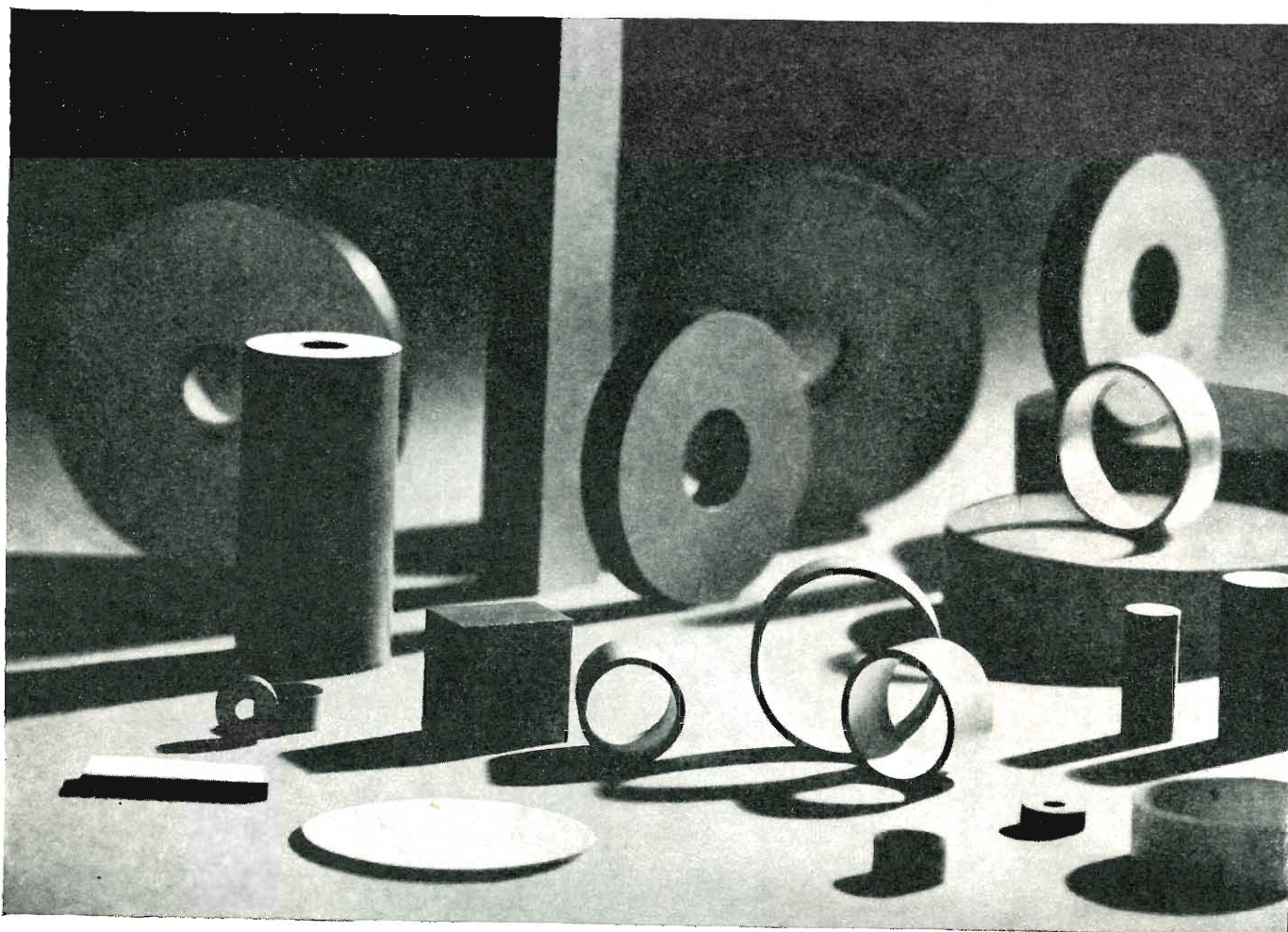
TV
l'antenna
ANNO XLII - OTTOBRE 1970 - Abb. Postale - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

NUMERO
10
LIRE 500

PHILIPS **SEZ. ELCOMA**

Le **ceramiche piezoelettriche**

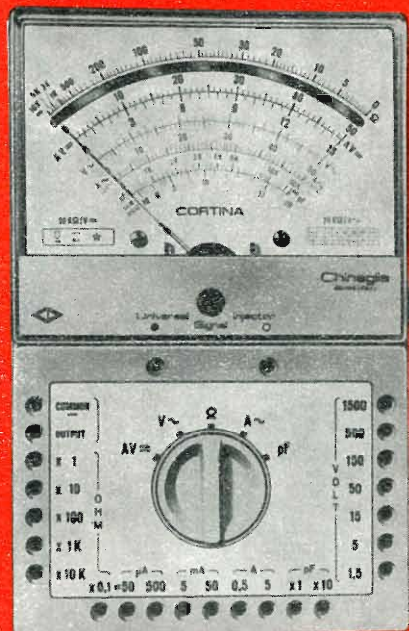
PIEZOXIDE (PXE)

vengono attualmente impiegate in grandi quantità per realizzare trasduttori elettrici. Per trasduttore elettrico si intende un dispositivo capace di convertire una qualsiasi grandezza fisica in una corrispondente grandezza elettrica o viceversa in modo tale che fra le due esista una relazione matematica nota. Le ceramiche con caratteristiche piezoelettriche vengono però fabbricate e fornite in forme geometricamente semplici (dischi, anelli, cilindri, ecc.) con i "terminali elettrici" rappresentati semplicemente da due facce argentate. Per essere utilizzate come trasduttori esse richiedono quindi un ulteriore notevole lavoro di adattamento basato su una seria e profonda conoscenza delle caratteristiche di questi materiali.

È ora uscito il "Quaderno d'applicazione" nel quale si trovano tutti i dati necessari e sufficienti per realizzare dai materiali piezoelettrici, trasduttori elettrici di qualsiasi tipo.

Questo quaderno di applicazione è in vendita al prezzo di L. 2.000 e può essere richiesto alla "Biblioteca Tecnica Philips" Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

PHILIPS s.p.a.
Sez. **ELCOMA**
Rep. Componenti passivi
Piazza IV Novembre, 3
20124 Milano - Tel. 6994

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

Cortina

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto, Cl. 1-40 µA.
CIRCUITO AMPEROMETRICO: cc e ca: bassa caduta di tensione 50 µA - 100 mV/5 A 500 mV.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10 e 100 MOhm.
CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali **1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz** (solo per la versione CORTINA USI).

PRESTAZIONI

A =	50		500 µA	5		50 mA		0,5	5 A
A ~			500 µA	5		50 mA		0,5	5 A
V =	100 mV	1,5	5	15	50	150	500		1500 V (30 KV) *
V ~		1,5	5	15	50	150	500		1500 V
VBF		1,5	5	15	50	150	500		1500 V
dB	da	— 20 a + 66 dB							
Ω in cc	1	10	100 kΩ			1	10		100 MΩ
Ω in ca		10	100 kΩ						
pF	50.000 pF		**500.000 pF**						
µF	10	100	1000		10 000		100.000 pF		1 F
Hz	50	500	500 Hz						

* **mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV L. 4.500**

38 portate
20 KΩ/Vcc 4 KΩ/Vca
Minor L. 9.900
Minor USI compreso astuccio
L. 12.500

Cortina Minor

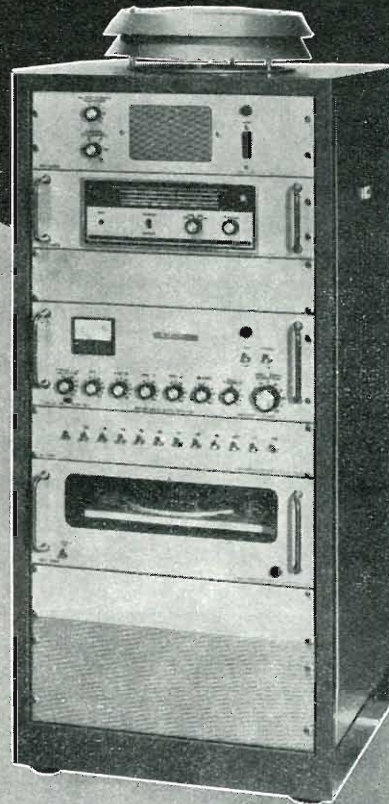
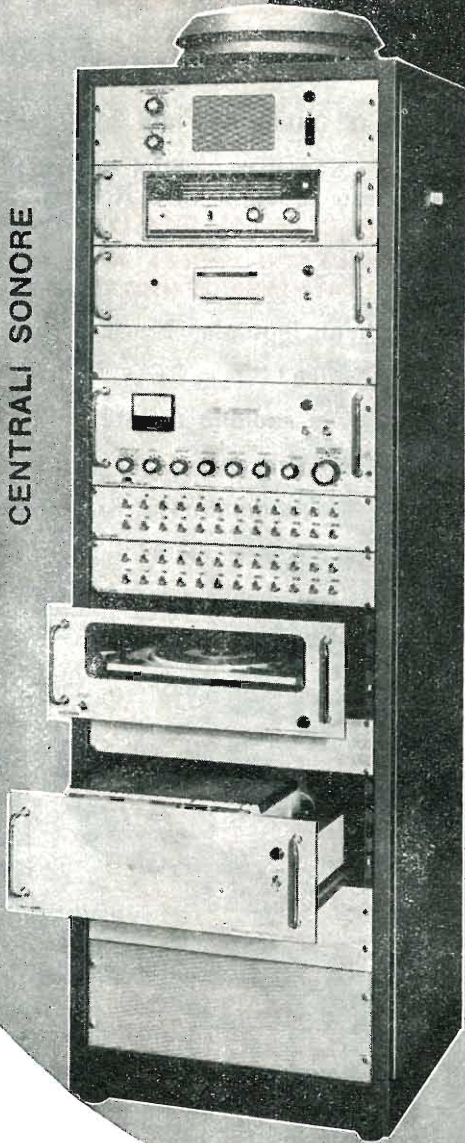
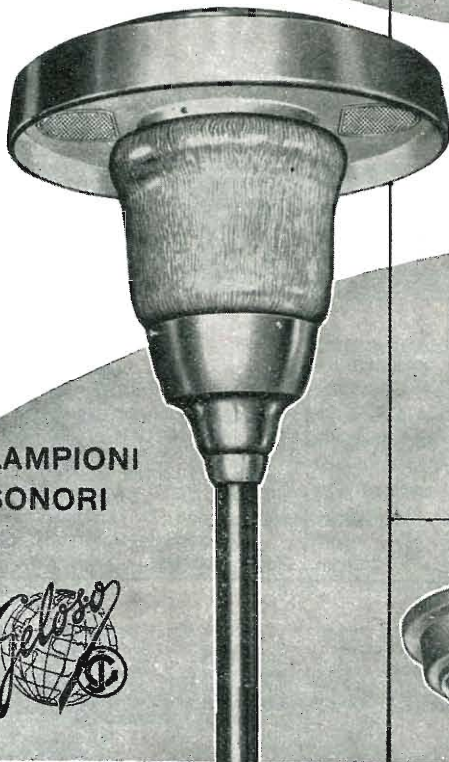
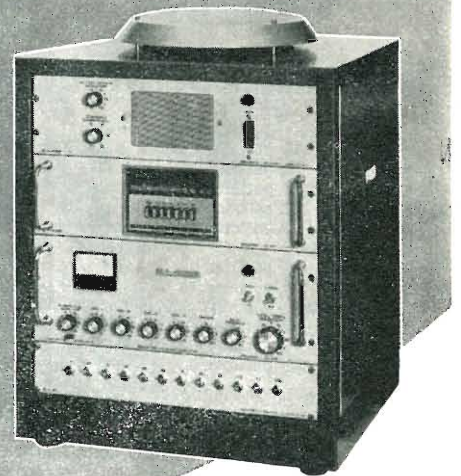
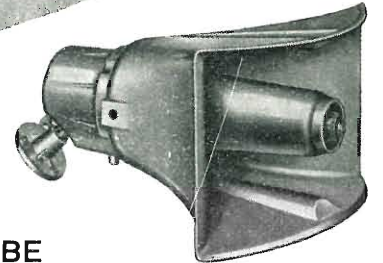
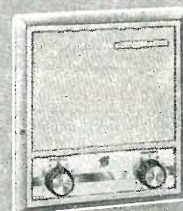
SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 37. Peso gr. 400.
QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.
STRUMENTO: Cl. 1,5/40 µA tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
OHMMETRO: completamente alimentato con le pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MOhm.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.
BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.
COMPONENTI: elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI in dotazione: coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio di materiale plastico antiurto.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali **1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz** (solo per la versione CORTINA MINOR USI).

PRESTAZIONI

A =		50 µA	5	50	500 mA		2,5 A	
A ~	25	250 mA		2,5	12,5 A			
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV) *
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da	— 10	a	+ 69				
Ω	10 kΩ	10 MΩ						
pF	100 µF	10.000 µF						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

CHINAGLIA *ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.*
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R: amaranto;** a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E. Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660. Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: **L. 3.600**

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: **L. 4.800**

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: **L. 8.200**

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: **L. 2.900 cad.**

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

HIRSCHMANN - Impianti di antenne per collettività.

Gli impianti di antenne collettive Hirschmann non devono più essere trascurati nella costruzione di abitazioni moderne. I costruttori, che hanno a cuore la qualità e la sicurezza di funzionamento, sanno apprezzare gli impianti Hirschmann. Questi impianti soddisfano tutti i requisiti, che vengono imposti ad un apparato moderno: risparmio di tempo e di costo di montaggio, grazie a parti premontate, costruzione robusta, buone proprietà elettriche, futura sicurezza per tutti i programmi, funzionamento garantito. Un elaborato programma di acquisto rende possibile scegliere un qualsiasi impianto, sia per una casetta abitata da una sola famiglia, o per un condominio. Anche l'estensione d'impianti preesistenti o l'installazione in vecchi fabbricati, non presentano difficoltà.

DITTA ALOIS HOFMANN **Via Petrella, 4 - 20124 MILANO - Tel. 261.897 - 203.833 - 266.448**

Ottobre 1970 - ANNO XLII **10**

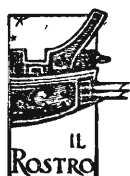
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

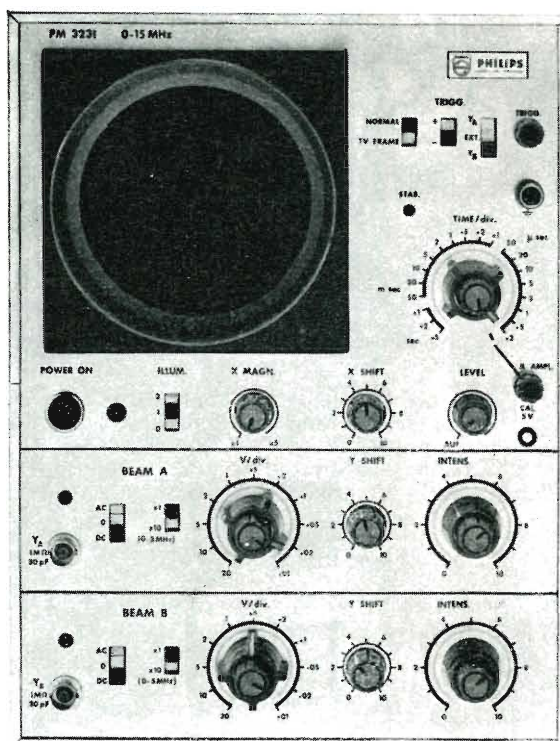
Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Direttore responsabile Alfonso Giovene

SOMMARIO

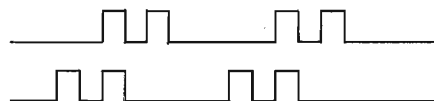
Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

PM 3231
15 MHz : 10mV
5 MHz : 1mV

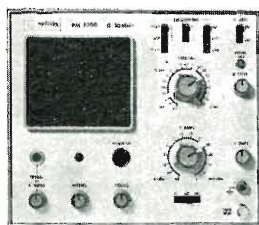
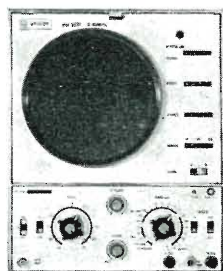
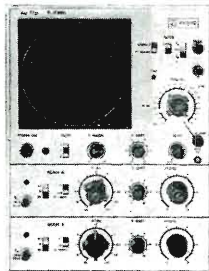
Oscilloscopio Philips PM 3231

maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.
Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.
Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.
Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.
Perchè due raggi? Perchè sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.
La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati errati perchè può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.
Ad esempio: portate questo stesso segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:

un fatto facilmente dimostrabile.
Perchè le linee di ritardo? Perchè sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.
Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali.
La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.
Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Per più dettagliate informazioni, rivolgeteVi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

PM 3200
10 MHz : 2 mV
Portatile

PM 3221
10 MHz : 10 mV
Linea di ritardo

PM 3230
10 MHz : 20 mV
Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

dott. ing. Antonio Nicolich

TVC: intervista col diavolo

A più riprese, da queste colonnine, vuoi con flebili lai, vuoi con alte grida, noi fanalini di coda del convoglio ANIE, invocammo l'avvento della nostra TVC. Il tarlo del dubbio insinuante ci pose però alcuni interrogativi giusta la tecnica multiplex: « Non vi pare di essere scoccianti? Non sapete che gli Italiani se ne... (censura) altamente della TVC? Siete privi del ben dell'intelletto per interessarvi a simili quisquiglie mentre la vostra casa brucia? E così di seguito con analoghe lusinghiere ed amene allusioni. Poiché, frugando nella nostra sostanza grigia non trovammo circonvoluzioni encefaliche sufficientemente profonde, pensammo di interpellare il cosiddetto uomo della strada, tipico rappresentante dell'opinione pubblica, colui che mena la frusta a destra ed a manca, sferzando indifferentemente i troni e la plebe. Ci accostammo quindi ad un individuo, che dall'andatura virulenta ostentava le qualità necessarie, e garbatamente gli chiedemmo:

Noi - *Scusi, Lei è il Signor Uomo della strada?*

Lui - *Dell'autostrada, prego, io ho la macchina.*

Noi - *Ci scusi l'imperdonabile nostra deficienza; vogliamo rivolgere a Lei, uomo di buon senso, cittadino che vede giusto e se fosse al potere sistemerebbe tutto in 15 giorni, la domanda: Ha Lei interesse per l'installazione di un regolare servizio di TV a colori nazionale?*

Lui - *Certamente; è del tutto indecoroso che la RAI-TV trasmetta a colori per tutto il mondo, meno che per l'Italia.*

Noi - *Lei è per il PAL? Sa che cosa significa la sigla PAL e quali siano i suoi pregi?*

Lui - *Adesso così sui tre piedi non ricordo, ma sono certo che se si imPALassero certe persone, le cose andrebbero meglio.*

Noi - *Provolino basta! PAL significa Phase-Alternating Line. Il pregio del PAL è di compensare perfettamente gli errori di fase differenziale. Quali sono, secondo Lei, i motivi per i quali non si fa la TVC in Italia?*

Lui - *Difficoltà tecniche non ce ne sono. La RAI-TV possiede ormai gli impianti e le attrezzature necessarie, al pari degli altri Stati europei. Le nostre industrie sono pure già attrezzate, laboratori e personale specializzato attendono solo il via e frattanto producono televisori a colori per l'esportazione.*

Noi - *E' vero che la TVC « farebbe vendere anche le lenzuola » nel meridione?*

Lui - *I meridionali acquisterebbero il televisore a colori, come acquistano l'automobile, senza vendere le lenzuola (ne ricaverebbero troppo poco) ed è inutile tentare un'ipocrita giustificazione di pietosa umanità per nascondere l'indolenza e mascherare l'insipienza.*

Noi - *Battiamo le mani; vediamo che a ragione Le è stata conferita la laurea a pieni voti di uomo di buon senso dotato di formidabile potenza raziocinante.*
E allora perché i nostri teleschermi non si animano dei colori dell'iride?

Lui - *Mi arrendo davanti al mistero. Vogliamo insieme drizzare il quesito imbarazzante al Diavolo?*
L'uomo dell'autostrada si tacque.

Una zaffata sulfurea, vividi bagliori zampillarono dal suolo ed ecco la voce dall'averno:

« Mistero è la parola per voi scarsi di cervello. Dovete credere che le ragioni ci sono anche se non le potete capire. Credete voi che ci sia un fondo sotto le abissali profondità del mare? Sì, eppure non lo avete mai toccato

(il testo segue a pag. 370)

a cura di A. Contoni

Usi impensati di un diodo*

di I. P. Oemichen

Tutti sanno quello che si può fare con un diodo; se è piccolo si usa per rivelare, se è grosso serve per raddrizzare. In tutti e due i casi si tratta di ottenere un segnale continuo da uno alternativo; ma, nel caso della rivelazione, si mira soprattutto all'informazione contenuta nel segnale raddrizzato, mentre, se si tratta di raddrizzamento, si vuole utilizzare il segnale continuo come fonte di potenza di alimentazione. Ora, se si esaminano da vicino le diverse possibilità dei diodi, ci si persuade che parecchie fra quelle sono ben poco conosciute dagli eventuali stilizzatori; da qui l'interesse dello studio qui appresso riportato, dedicato all'esame di circuiti dove agiscono questi componenti.

1. - I PICCOLI RADDRIZZATORI

È interessante ricordare che diodi minuscoli possono, in numerosi casi, assicurare il raddrizzamento di intensità medie, delle quali si ha tanto spesso bisogno. Si vedono spesso tecnici usare diodi previsti normalmente per una corrente media raddrizzata di 0,5 A, come il diodo 15J2F per esempio, mentre un tipo che può dare 100 mA (come il 35P4) sarebbe perfettamente conveniente.

D'altra parte, è certo che se si ha bisogno di un piccolo alimentatore funzionante dalla rete alternata, si ha interesse a prendere un trasformatore da campanelli, quattro minuscoli diodi del tipo 34P4 ed un buon condensatore. Se il residuo di componente a 100 Hz riesce disturbante, nulla di più facile che montare un transistore « antironzio » come in fig. 1, poichè questa soluzione è molto più economica di quella che consisterebbe nell'aumentare la capacità del condensatore di filtraggio (senza contare che ciò non sarebbe un bene per i diodi all'atto della messa sotto tensione, nè per il condensatore). In questo schema, il condensatore C_2 si carica ad una tensione prossima alla tensione minima ai capi di C_1; la V_{c2}

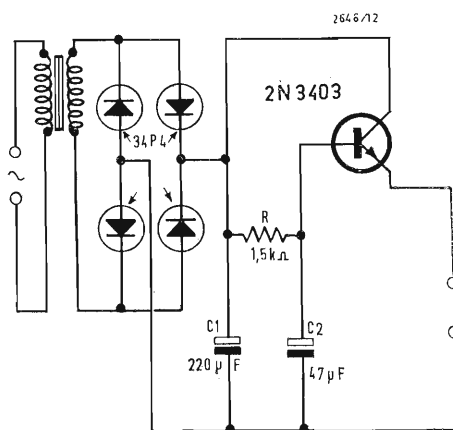



Fig. 1. - In un alimentatore di piccola potenza, l'uso di diodi tipo 34P4 è molto economico. Questo schema impiega un transistore antironzio che permette di diminuire il valore del condensatore di filtro.

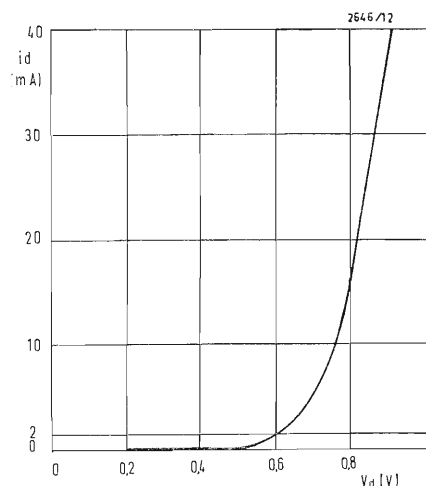



Fig. 2 - La caratteristica tensione/corrente di un piccolo diodo a giunzione di tipo 34P4 (SESCOSEM) dimostra che si può impiegare questo diodo in senso diretto come stabilizzatore di tensione, per il valore di 0,7 V. È una specie di « diodo zener di 0,7 V ».

(*) Toute l'Electronique, n. 343 - marzo 1970.

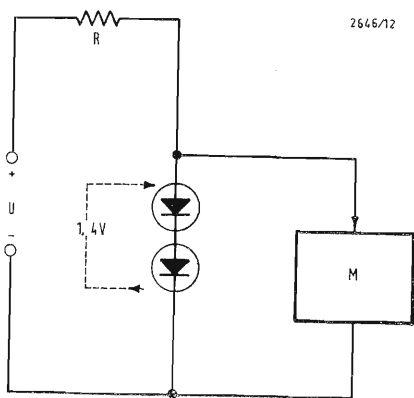



Fig. 3 - Se si vuole stabilizzare una tensione di 1,4 V, basta usare due diodini a giunzione, in serie, montati in parallelo al circuito alimentato *M*.

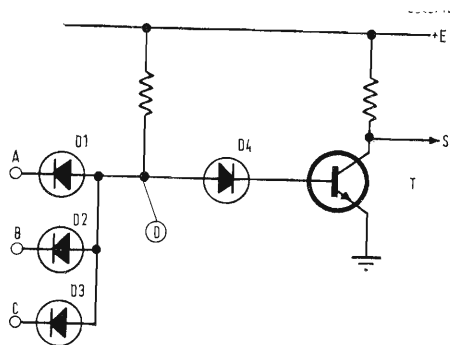



Fig. 4 - Nei circuiti logici del tipo DTL, i diodi servono a costituire un circuito « AND » (diodi D_1, D_2 e D_3) e a riportare indietro la soglia di conduzione del transistore *T* (diodo D_4).

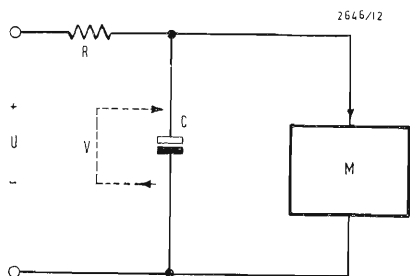



Fig. 5 - Circuito comunemente usato di una cellula di filtro (o disaccoppiamento) a resistenza e condensatore. La tensione *v* è uguale al valor medio della tensione *U* diminuito della caduta di tensione media in *R*.

non può essere superiore alla V_{c1} che per il valore di 0,6 V al massimo, altrimenti la giunzione collettore-base del 2N3403 diverrebbe conduttrice. La rete *R-C* filtra la componente residua del ronzio ai capi di C_1, lasciandone sussistere solo il 2% ai capi di C_2. Il transistore funziona in circuito con collettore comune.

Se si vogliono migliorare ancora le cose, si aumenta un poco la tensione secondaria del trasformatore, si diminuisce la capacità di C_1 e si sostituisce il condensatore C_2 con un piccolo diodo zener, per es. un BZX46C10: si ottiene così un vero alimentatore stabilizzato (ma è preferibile sostituire il transistore 2N3403 con un tipo più potente, per esempio un 2N1711 con un piccolo radiatore in forma di elica).

2. - UN « DIODO ZENER » DI 0,7 V

L'uso dei diodi zener è ora perfettamente corrente nella tecnica, ma i costruttori sanno bene che, se i diodi zener di 6 e 12 V sono perfetti, quelli di 5 V sono un po' meno buoni, quelli di 4 V ancora meno, per quanto riguarda la loro resistenza dinamica alle piccole correnti. Conviene però precisare che l'adozione della tecnologia « planare » per questi diodi (famiglia dei BZX46C della SESCOSEM) ha permesso enormi progressi in questo senso.

Ma ci sono pure casi dove si desidera una stabilizzazione, anche solo approssimativa, di una tensione bassissima. In questi casi, un 34P4 (o qualunque diodo « planare » similare al silicio) può assolvere la funzione di elemento stabilizzatore di 0,7 V circa. La curva della fig. 2 mostra che la caduta di tensione in funzione della corrente è piccola, in senso diretto. Per una corrente che passi da 0,8 a 15 mA (ossia una variazione nel rapporto superiore a 18), la caduta di tensione diretta passa da 0,6 a 0,8 V (ossia una variazione di 1 : 3 solamente). Se si desidera una tensione di 1,4 V, si montano due 34P4 in serie come stabilizzatori, come indica la fig. 3.

La funzione dei diodi al silicio come « dispositivi a soglia di conduzione » è dello stesso genere. Ricordiamo che, nei circuiti logici *DTL*, come la porta « *NAND* » rappresentata in fig. 4, il compito del diodo di soglia (qui D_4) è di aumentare il potenziale minimo al punto *D*, a partire dal quale il transistore *T* comincia a condurre. Infatti, nello schema di fig. 4, si vuole che il transistore sia saturato quando tutte le entrate sono portate ad un alto potenziale, il che non presenta difficoltà. Ma si vuole anche che *T* sia bloccato quando una (almeno) delle entrate sia a potenziale basso (ma non necessariamente completamente nullo). Supponiamo che sia *A* l'entrata il cui potenziale è basso: il punto *D* si trova ad un potenziale superiore di circa 0,6 V rispetto a quello del punto *A*. Se non ci fosse il diodo D_4, basterebbe che il potenziale del punto *A* arrivasse a zero affinchè, il potenziale del punto *D* arrivando a + 0,6 V, il transistore *T* cessi di essere bloccato. Poichè il diodo D_4 si sbloccherà solo per una tensione diretta di circa 0,4 ÷ 0,6 V, ciò aumenterà il valore del potenziale al punto *D* di quel tanto che occorre perchè *T* entri in conduzione. Si può così portare l'entrata *A* al potenziale + 0,4 V, oppure un poco di più, senza che il transistore *T* si sblocchi, il che semplifica l'uso del circuito.

3. - UN DIODO COME ELEMENTO DI FILTRO

Quando una tensione, che dovrebbe essere continua, presenta una componente alternativa, molto disturbante e che potrebbe compromettere il funzionamento di una parte del circuito che questa tensione continua deve alimentare, si usa un filtro. Lo schema è spesso quello della fig. 5, ripetizione sempiterna del « disaccoppiamento » ben noto. In un grande numero di casi, ciò basta, il circuito *M* alimentato riceve allora una tensione sufficientemente filtrata dalla cellula *R-C*. Ma, se questa soluzione è buona quando il circuito *M* assorbe pochi *mA*, lo è molto meno nel caso di forte consumo di corrente. Bisogna limitare il valore di *R* (a motivo della caduta di tensione), ma tuttavia prendere un valore più grande possibile (a motivo dell'efficienza desiderata del filtro *R-C* contro la tensione parassita, efficienza proporzionale al prodotto $R \cdot C$). La scelta è un dilemma... In molti casi, la situazione si sistema sostituendo la resistenza *R* con un diodo, come indica la fig. 6. I lettori penseranno senza dubbio che lo scrivente abbia ricevuto un grande colpo di diodo sulla testa. Non è vero, molto fortunatamente. Evidentemente, se la tensione *U* fosse perfettamente continua, il diodo *D* sarebbe costantemente conduttivo, presentando una resistenza dinamica bassissima, il che renderebbe il filtro praticamente inefficiente. Si, ma... se *U* fosse perfettamente continua, non ci sarebbe alcun bisogno di un filtro per alimentare il circuito *M*. Dunque, la tensione *U* comporta una componente alternativa. Il condensatore *C* tende perciò a caricarsi al valore di cresta di *U* (a circa

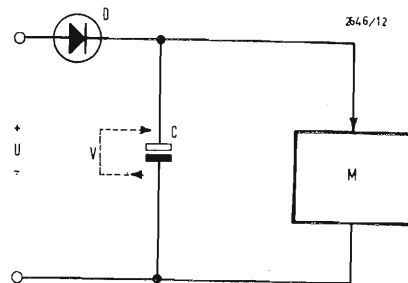



Fig. 6 - Sostituendo la resistenza *R* con un diodo nello schema di fig. 5, si dispone di una tensione *v* uguale al valore di cresta della tensione *U* diminuito solo di 0,7 V.

0,7 V), poi a scaricarsi attraverso il circuito M quando il valore istantaneo di U è inferiore a quello di v. Per tutto il tempo in cui U è inferiore a v, il diodo è preferibile a qualunque resistenza. Infatti, nel circuito di fig. 5, quando U è minore di v, c'è una corrente, che passa in R, da destra a sinistra; questa corrente è quindi ricevuta dalla carica di C e scarica C più presto che non farebbe il circuito M se quest'ultimo fosse da solo; la variazione di v è dunque più rapida che se C fosse momentaneamente disconnesso dalla sorgente U, il che ha precisamente luogo con un diodo al posto della resistenza.
L'impiego del filtro con diodo consente dunque di guadagnare su due punti: il rendimento è migliore e la tensione media v è più alta rispetto al caso di filtraggio RC.

4. - APPLICAZIONI PRATICHE

Poichè tutto ciò può sembrare astratto, un esempio pratico e numerico aiuterà i lettori ad apprezzare i pregi del filtraggio per mezzo di diodo e di condensatore.
Supponiamo di voler costruire un alimentatore stabilizzato secondo lo schema della fig. 7, del tutto classico, a parte un dettaglio: il filtraggio mediante R_1 e C_2 della tensione U non stabilizzata, per avere ai capi di C_2 una tensione la cui componente alternativa sia più piccola. Infatti, sopprimendo la resistenza R_1 e il condensatore C_2, si alimenta il transistore amplificatore T_2 con una tensione, che può comportare una forte componente alternativa, per cui risulta un residuo di ondulazione abbastanza forte nella tensione regolata.
Prendiamo il caso di un alimentatore che eroghi 1 A, e impieghi un condensatore di filtraggio C_1 avente la capacità di 1800 μF.
La velocità di scarica di C_1, tra due

Fig. 7 - In questo alimentatore stabilizzato perfettamente classico, si è adottato un filtraggio supplementare (mediante R_1 e C_2) della tensione raddrizzata U, allo scopo di disporre di una tensione avente minori componenti di ronzio per alimentare il diodo zener Z e il transistore amplificatore di errore T_2. Si guadagnerebbe parecchio in tensione al punto B sostituendo R_1 con un piccolo diodo.

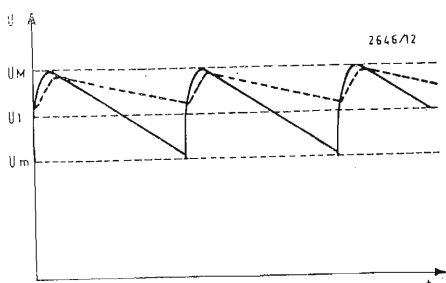
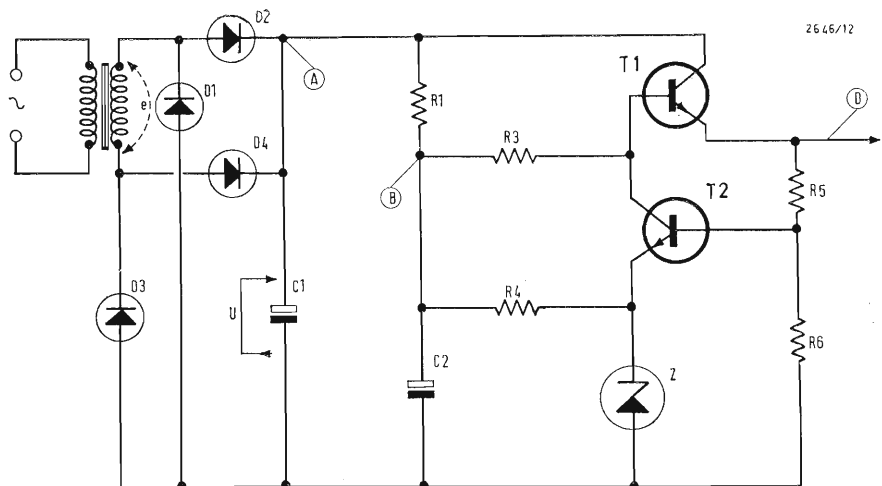



Fig. 8. - La tensione non stabilizzata U varia come mostra il grafico a tratto pieno; essa raggiunge un massimo U_M e poi discende quasi linearmente, fra due ricariche del condensatore, fino al valore minimo U_m. Il valore medio è U_1, ma, usando un filtraggio supplementare a diodo e condensatore come in fig. 6, si dispone di una tensione come quella la cui forma d'onda è indicata con linea tratteggiata, molto più alta del valore medio U_1.

cariche attraverso il ponte dei diodi, è:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_1} = \frac{10^3}{1,8} = 550 \text{ V/s.}$$

Tra due ricariche attraverso il ponte a diodi, passa un po' meno di 1/100 s, che corrisponde ad una scarica di 5,5 V. Si può perciò dire che la tensione ai capi di C_1 varia come mostra la curva a tratto pieno di fig. 8. Il valore max U_M è dell'ordine di $U_M = e\sqrt{2} - 1,8$, dove e è la tensione efficace del secondario del trasformatore, e il termine 1,8 V è dovuto alla caduta di tensione nei due diodi del ponte (ad ogni conduzione, la corrente passa per due diodi in serie, in senso diretto). Supponiamo che e sia 16 V e che si desideri la tensione stabilizzata di 12 V. Il valore U_M è quindi $16\sqrt{2} - 1,8 = 20,8$ V, corrispondente ad una tensione minimale U_m di: $20,8 - 5,5 = 15,3$ V. Siccome il potenziale del punto D deve essere di 12 V, la tensione minima ai capi di T_1 è di: $15,3 - 12 = 3,3$ V, il che si addice molto bene al transistore.
Ma se ciò conviene a T_1, non è lo stesso per T_2. Si giudichi piuttosto; il suo collettore (punto F) deve essere al potenziale di 12,6 V e, se si suppone momentaneamente che il filtro $R_1 - C_2$ non ci sia, il potenziale del punto B, uguale a quello del punto A, varia da 20,8 a 15,3 V. In altri termini, la tensione ai capi di R_3 varia da $20,8 - 12,6$

$= 8,2$ V a $15,3 - 12,6 = 2,7$ V.
Ben inteso, la corrente in questa resistenza varia nella stessa proporzione, ossia nel rapporto di 1 a 3 circa. Il transistore deve assorbire tutta questa componente alternativa e ciò conduce necessariamente a far apparire una componente alternativa nella tensione di uscita.

5. - CON UN FILTRO R, C....

.... È già un po' meglio; ma non si tratta di perdere troppa tensione nella resistenza R_1. Infatti il valore medio del potenziale in A è pressappoco uguale a $(15,3 + 20,8)/2 = 18$ V circa. Se la caduta di tensione in R_1 è solo di 2 V, rimangono 16 V al punto B, ossia 3,4 V nella R_3, il che è poco: in caso di abbassamento della tensione di rete, questa tensione arrischia molto di divenire insufficiente. Ora, la caduta di 2 V in R_1, non è catastrofica: anche se il transistore T_1 ha un guadagno di 40, bisogna fornirgli una corrente di base di 25 mA per ottenere 1 A nel suo emettitore. Per non avere oltre 2 V di caduta di tensione con una corrente di 30 mA (lasciamo pure 5 mA per tener conto della corrente minima di collettore di T_2), occorre una resistenza R_1 minore di 68 Ω. Se si vuole limitare C_2 a 150 μF, il tasso di attenuazione del filtro R_1, C_2 a 100 Hz deve essere dell'ordine di 10 solamente. Certuni obbietteranno che si può migliorare la situazione per mezzo di uno stadio Darlington, che comandi T_1. Ma non bisogna dimenticare che una simile soluzione, se riduce effettivamente in una forte proporzione la corrente che deve passare in R_3, provoca ancora un aumento di 0,6 V del potenziale di collettore di T_2.

6. - IMPIEGHI DEL DIODO

Ora, senza nulla cambiare nel circuito della fig. 7, sostituiamo la resistenza R_1 con un semplice diodo del tipo 34P4. Allora il condensatore C_2 non si carica più alla tensione *media* di U (diminuita di 2 V), ma alla tensione di *cresta* di U, diminuita di 0,7 V, ossia a $20,5 - 0,7 = 19,8$ V. Si vede subito che si è guadagnato molto. La tensione ai capi di C_2 varia come mostra la linea tratteggiata di fig. 8; si può perciò disporre di una tensione molto più alta ai capi di R_3 e la regolazione non viene compromessa se la tensione di rete si abbassa un poco. Il confronto dei due risultati dimostra bene la differenza fra il filtro R, C e il filtro con diodo e condensatore: il primo permette di disporre ai capi del condensatore di filtro di una tensione al massimo uguale al *valore medio* della tensione non filtrata (da cui bisogna ancora dedurre la caduta di tensione nella resistenza e dovuta alla componente continua della corrente), mentre il secondo corrisponde ad una tensione filtrata uguale al *valore di cresta* della tensione non filtrata (diminuita soltanto di 0,7 V, qualunque sia l'erogazione).

7. - UNA STORIA DI LANTERNA....

Un'applicazione ancora più divertente del filtraggio a diodo può essere concepita per costruire un comando automatico di una lanterna di proiezione, nella quale l'avanzamento delle diapositive è ottenuto con il corto circuito di due fili per mezzo di un bottone a pulsante.
Avendo una misura indicato che la tensione tra i due fili da cortocircuitare era, a vuoto, di 18 V in media (all'oscilloscopio si vede che si tratta di tensione alternativa raddrizzata da un ponte di diodi) e che la corrente di corto circuito era di 0,3 A, si è usato per fare questa funzione un transistore di tipo 2N2197 comandato da un 2N2923, associato ad un rilassatore unigiunzione, il tutto essendo alimentato a pile.
Dato che esiste tra i due fili da corto-

Fig. 9 - Dispositivo di comando periodico di scorrimento di diapositive per una lanterna di proiezione, si tratta di cortocircuitare periodicamente i punti A e B tra i quali c'è una tensione a vuoto dell'ordine di 18 V medi. Per poter alimentare il transistore unigiunzione, che definisce la cadenza di scorrimento, si è perciò costituita una riserva di enegia nel condensatore C_1; il diodo D_1 impedisce a quest'ultimo di scaricarsi attraverso il transistore di corto circuito T_1, quando questo è saturato.

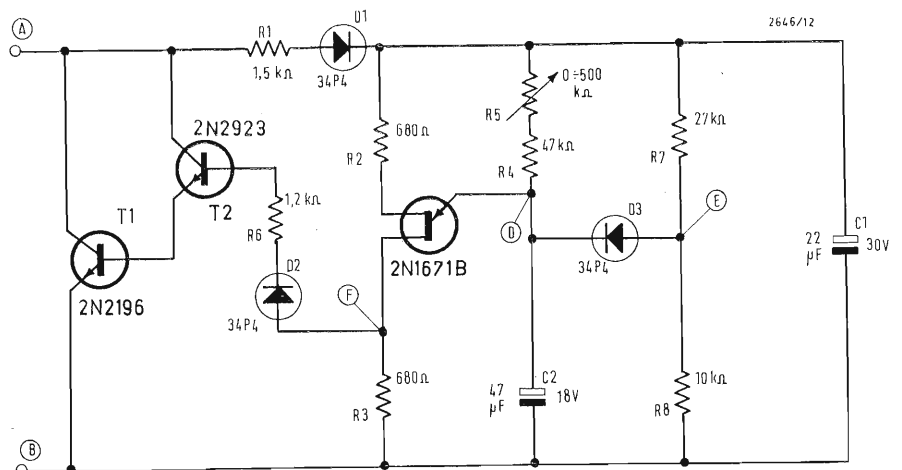
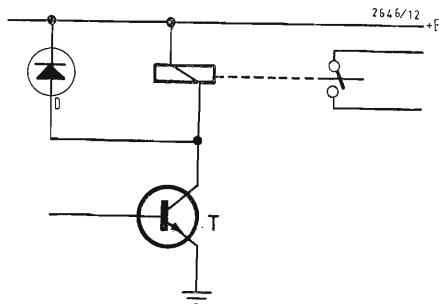



Fig. 10 - Quando si comanda la bobina di un relé con un transistore, di cui l'interdizione della corrente di collettore può essere brusca, è bene shuntare la bobina con un diodo, che elimina le eventuali sovratensioni.

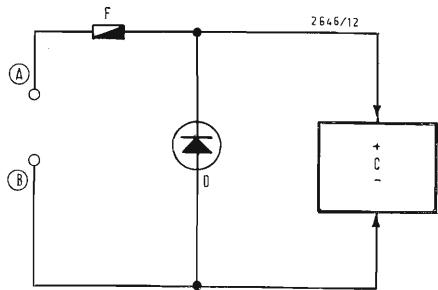



Fig. 11. - La protezione del convertitore Ccontro l'applicazione accidentale della tensione di alimentazione alla rovescia, deve essere effettuata per mezzo di un diodo parallelo e di un fusibile essendo sconveniente la protezione con diodo serie.

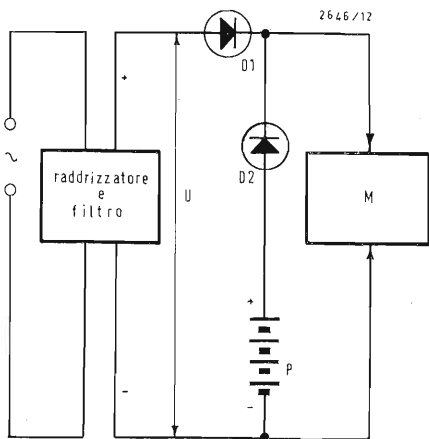



Fig. 12 - L'assieme dei diodi D_1 e D_2 costituisce un circuito « OR », che permette al circuito di carico M di essere sempre alimentato. La sua alimentazione proviene, in condizioni normali, dalla tensione di rete, raddrizzata e filtrata, che arriva al circuito attraverso D_1, poichè la tensione U è normalmente un poco superiore alla tensione della pila P. Ma se avviene una mancanza della tensione della rete c.a., la pila P si sostituisce all'alimentatore e alimenta M attraverso il diodo D_2, senza che vi sia stata interruzione della fornitura di corrente al carico M.

circuitare una tensione provvista di componente continua e che il rilassatore a transistore unigiunzione non consuma quasi niente, era facile cedere alla tentazione di alimentare questo rilassatore con la tensione continua. Solo che c'è una seccatura: quando si cortocircuitano i due fili, la tensione di alimentazione del rilassatore viene a mancare.

In queste condizioni, conviene costruirsi un piccolo magazzino di elettricità per mezzo di un buon condensatore. Affinchè questo non possa scaricarsi nel transistore di corto circuito, quando è portato in saturazione, si ricorre a un diodo, da cui lo schema di fig. 9, che richiede qualche spiegazione supplementare.

Il diodo D_1 permette al condensatore di accumulo C_1 di caricarsi quando l'assieme è connesso ai fili della lanterna di proiezione R_1, limitando la corrente di carica ad un valore troppo basso per fare eccitare il relé di cambiamento di diapositiva. Il rilassatore è classico, solo che il valore della resistenza R_3 è un po' alto. Si vuole un impulso di ampiezza abbastanza grande al punto F per ben comandare il transistore di cortocircuito; ne è risultata una tensione di « sella » un po' alta per l'UJT, da cui, inizialmente, una differenza abbastanza sensibile fra il tempo separante la messa in opera della lanterna e il primo cambiamento e l'intervallo fra i successivi cambiamenti di diapositiva. Il condensatore C_2 deve infatti caricarsi fino a 10 V per eccitare l'UJT; dopo di che, non si scarica che a 5,5 V. Dunque, per il primo funzionamento del rilassatore, dato che la carica di C_2 comincia a 0 V, occorre un tempo più lungo che per il periodo normale, quando il condensatore comincia a caricarsi avendo già 5,5 V alle sue armature.

Si è rimediato a questo inconveniente mediante il partitore R_7, R_8, che porta il punto E ad un potenziale vicino a 6 V; il diodo D_2 permette di caricare rapidamente C_2 a 5 V circa, dopo di che la sua corrente di carica è fornita solo da $R_5 + R_4$, il che corrisponde ad un periodo dell'onda rilassata compreso fra 1,5 s ($R_5 = 0$) e 16 s ($R_5 = 0{,}5\ M\Omega$).

Il diodo D_2 ha qui esattamente la funzione del diodo D_4 nello schema di fig. 4. A motivo della piccola corrente costante interbasica dell'UJT, la componente continua ai capi di R_3 ha la tendenza, all'inizio, a fare leggermente condurre i transistori in permanenza, paralizzando il funzionamento della lanterna.

8. - DI TUTTO UN PO'

Citiamo dapprima lo schema antisovratensione rappresentato in fig. 10. Quando la corrente di collettore del transistore T è interdetta un po' bruscamente (e ciò può avvenire se la sua base è comandata da un segnale generato da una bascula o da un oscillatore di Schmitt), il coefficiente di autoinduzione della bobina fa sì che si possa trovare sul collettore del transistore una sovratensione pericolosa. Il diodo D sopprime totalmente quest'ultima, dato che il potenziale di collettore di T non può salire che a 0,7 V al disopra di $+E$ al massimo. Ne risulta un certo prolungamento del tempo di passaggio della corrente nella bobina, ma questo fatto generalmente non disturba.

C'è poi il circuito protettore d'inversione di polarità. Il più spesso, si ricorre a un diodo serie, ma ciò rischia di essere fatale a certi tipi di convertitori, nei quali, in seguito al recupero di energia, la corrente deve poter invertirsi (durante una frazione del ciclo, una corrente passa dal convertitore all'alimentatore; se si blocca il passaggio di questa corrente, ne può risultare la distruzione dei transistori). Si deve allora adottare lo schema della fig. 11: C è il convertitore alimentato, F un fusibile e D un diodo abbastanza potente. Quando l'alimentatore è connesso nel senso giusto (polo positivo in A, negativo in B), il diodo è bloccato e tutto va bene. Se un tonto collega l'alimentatore nel senso sbagliato, il diodo cortocircuita il convertitore e il fusibile salta.

Citiamo anche i circuiti di tipo « *OR* » come quello di fig. 12, che permette l'alimentazione permanente del circuito M. Normalmente quest'ultimo è collegato alla rete c.a. dal gruppo raddrizzatore e di filtro attraverso il diodo D_1. La pila P è in posto, ma non eroga niente, poichè la sua f.e.m. è un po' inferiore a U. Se la rete s'interrompe, la pila alimenta il circuito M, attraverso D_2, senza che vi sia interruzione di corrente nel carico.

TVC: intervista col diavolo

(segue da pag. 365)

e nemmeno visto, perché il vostro occhio è troppo debole per penetrare così in fondo. Fate dunque un atto di fede anche per la TVC: i vostri encefali sono troppo piccoli per penetrare questo mistero assai più profondo del mare; l'arcano vi sarà svelato dopo la morte. Vi aspetto tutti qui nel mio ufficio». (*Belzebù non perde un'occasione per pubblicizzare il soggiorno infernale!*).

Fu così che ci dannammo in massa.

a cura di A. Longhi

Metodo originale di transcodificazione*

di I. P. Gouyet e G. Benabou

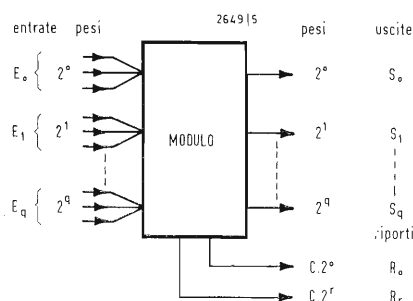



Fig. 1. - Rappresentazione sinottica del modulo operatore, indicante i bit di entrata e le linee di uscita.

1. - IN CHE COSA CONSISTE IL PROBLEMA?

I sistemi numerici conoscono da qualche anno una notevole popolarità, che si manifesta con il raggiungimento di possibilità di elaborazione a grande velocità con un grado di finezza inconcepibile nel campo analogico, e con l'apprestamento di una tecnologia a circuiti integrati, il costo dei quali continua a diminuire. Senza menzionare il campo speciale di trattamento su ordinatore, si assiste allo sviluppo di un forte mercato per sistemi di acquisizione e di elaborazione dei dati adattati ad ogni particolare applicazione.

Qualunque grandezza fisica, per essere elaborata con tali sistemi, dev'essere convertita in un codice, che permetta di conoscerne il valore numerico in ogni istante.

Il codice si presenta sotto la forma di un complesso ordinato di segni binari, corrispondenti a bit d'informazione, ai quali è applicato, il più spesso, un peso numerico. Questi vari bit possono essere raggruppati in numeri pure ponderati mediante le potenze di un valore inteso detto base di numerazione. La scelta della base di lavoro è determinata da considerazioni di economia, di economia del tempo dell'operatore, che dovrà sorvegliare il funzionamento e decifrare rapidamente i risultati, sia di economia di costruzione del sistema, riducendo il numero dei componenti necessari.

Tutti i circuiti e gli elementi, messi a nostra disposizione attualmente dai costruttori, funzionano in modo sicuro su due stati stabili, cioè sfruttano la base binaria di numerazione. Invece gli operatori preferiscono usare una base di lavoro più alta, generalmente decimale, che permette, d'altra parte, di impiegare per uno stesso valore un numero minore di indici numerici.

Il problema della conversione di una base nell'altra, si presenta dunque ogni volta che un essere umano deve dialogare con un sistema numerico funzionante in modo ottimo in una base diversa dalla sua.

Ci si dedicherà, in quello che segue, al problema della conversione di un numero di una base decimale in una base binaria e viceversa. Gli altri casi di conversione si deducono facilmente da questo, come si vedrà al paragrafo delle applicazioni.

La soluzione di questo problema può essere ottenuta in diversi modi, secondo le necessità di tempo di conversione, di lunghezza dei numeri trattati e di tecnologia impiegata.

Si ricorda che sono attualmente disponibili certi metodi, come:

— l'impiego di un circuito di struttura matriciale che elabora i bit in parallelo, analizzando tutte le combinazioni. Questo metodo, di grandissima rapidità, oltre al suo funzionamento parallelo, necessita l'uso di circuiti che divengono sempre più numerosi e complicati, man mano che i numeri da elaborare divengono sempre più grandi (aumento quadratico). Questo metodo esige un nuovo studio di pianificazione per ogni singolo caso nuovo;

— un altro metodo consiste nell'effettuare una conta in due contatori, ciascuno dei quali utilizza una delle basi di conversione. Mediante conta simultanea di uno stesso treno d'impulsi, si deve raccogliere in ogni istante lo stesso valore codificato nelle due diverse basi. Un grave inconveniente di questo sistema è che esso è sensibile agli impulsi parassiti, il che porta ad una divergenza fra i due valori, che non può essere rivelata nel corso dell'elaborazione. Ciò si rifà al principio stesso di funzionamento, che sfrutta circuiti attivi come i flip-flop. Sistemi a ridondanza non rimediano che in parte a questa situazione e sono costosi. Questa soluzione è a carattere iterativo-ma richiede notevoli tempi di conver, sione;

— un terzo metodo, noto con il nome di « BIDEC », impiega una tecnica sequenziale di conversione mediante sfalsamento in un registro convertitore. Il processo è iterativo e può quindi adattarsi ad una capacità qualunque di conversione. Esso impone una presentazione ben precisa dell'informazione in formato serie e si applica solo ai codici binari puri e DCB (8421).

Le nostre ricerche si sono quindi orientate verso una configurazione che eviterebbe gli inconvenienti riscontrati nei sistemi attuali e che soddisfacesse contemporaneamente alle seguenti esigenze imprescindibili:

— funzionamento completamente parallelo, per poter beneficiare di una grandissima rapidità di conversione, che è richiesta dalla maggior parte dei sistemi attuali;

— uso quasi esclusivo di circuiti non sbloccati, per es. di parte logiche;

— necessità di costruire qualsiasi capacità di conversione secondo un modo

(*) Toute l'Electronique n. 347-luglio-agosto 1970.

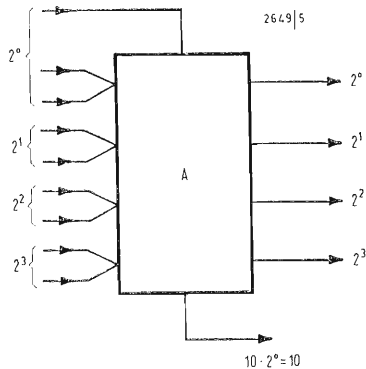



Fig. 2 - Modulo operatore comprendente quattro gruppi di entrate e cinque uscite.

2649/5

	H_0	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5	H_6	H_7	H_8	H_9
C \ B	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512
1	×									
2		×			×	×			×	×
4			×		×		×		×	
8				×				×		
10					×	×			×	×
20						×	×	×		
40							×		×	
80										
100								×		×
200									×	
400										×
800										

Fig. 3 - Tabella che dà i segnali incidenti in funzione della ponderazione di uscita di ciascuna linea.

iterativo, a partire da « moduli » da definire;
— raggiungimento di una notevole semplicità di funzionamento e di messa in opera per rispondere alla totalità dei bisogni riscontrati in questo campo, qualunque siano le basi di numerazione adottate.

Gli ingegneri del C.L.E.S. (Centre Lebel d'Étude Scientifique), dopo qualche ricerca in questo campo, hanno potuto mettere a punto una tecnica originale, che risponde agli imperativi sopra esposti. Questa tecnica si appoggia sulle tecnologie attualmente a disposizione (logiche integrate). Essa beneficerebbe, oltre alla sua struttura, dei progressi e delle realizzazioni della nuova tecnica L.S.I. (Large Scale Integration). Infatti, essa parte dal montaggio di elementi logici, che si chiamano « moduli operatori », per ottenere qualunque capacità di conversione mediante un raggruppamento giudizioso.

Questi moduli, come è descritto qui appresso, si fondano su di un funzionamento binario, il che porta a utilizzare basi di numerazione fondate sulla ponderazione binaria. Il metodo messo a punto si adatterebbe anche bene ad un funzionamento a più di due stadi logici per ogni circuito. Esso non è limitato, come si vedrà illustrando certe applicazioni, all'impiego di codici ponderati in binario, ma trova il suo uso in tutti i problemi di conversione.

2. - DESCRIZIONE DEL METODO

In quanto segue, ci si dedicherà a mettere in rilievo lo spirito del metodo messo a punto e non a svolgere gli sviluppi matematici sui quali esso si fonda. D'altra parte, si limiterà l'esposizione, per maggior chiarezza, a ponderazioni binarie, crescenti secondo potenze di due entro indici numerici, tanto per il codice di entrata (base B), quanto per quello di uscita (base C). Si dimostrerà facilmente che questa forma, detta canonica, è minimale come numero di indici numerici e di bit per indice (digit). Se si arriva a ottenere la transcodificazione su una simile forma comportante una piccola ridondanza, il problema sarà semplificato per gli altri casi.

3. - IL MODULO OPERATORE

Si presenta, come indicato in fig. 1, con:
— entrate, costituenti tanti gruppi, quanti bit di ponderazione crescenti all'interno della base C di uscita. Le ponderazioni (o pesature) sono in potenze di 2. Ciascun gruppo ha almeno due ingressi. Per motivi di semplicità tecnologica, ci si limita in pratica a 2 su ciascun bit che non sia il primo (ponderazione di 2^0), il quale comporta tre ingressi per facilitare l'uso dei riporti;
— uscite, comprendenti $q + 1$ linee, da S_o a S_q ponderate in 2^J $(0 < j < q)$ secondo i bit di un indice numerico del codice di uscita, e una o più linee di riporto da R_o a R_r ponderate secondo 2^i. C. In pratica, si limita la capacità del modulo ad una linea di riporto. Questa capacità corrisponde al trattamento di tipo numerico per mezzo di circuiti logici semplici, che il modulo può eseguire sul complesso delle entrate per determinare lo stato delle uscite. Sono queste ultime, che forniscono la capacità massimale, che si calcola sommando le ponderazioni di tutti i fili di uscita e togliendo 1.

Per esempio, se è previsto un solo riporto (ponderazione 2^0 C), la capacità è $2\,C - 1$. Infatti, sui q fili di uscita, corrispondenti ai q bit di un indice numerico nella base C, non si può veder apparire un numero superiore a $C - 1$; altrimenti ci sarebbe riporto. In conseguenza, la capacità massimale è pure $2\,C - 1$.

Questa capacità diminuisce il numero delle entrate effettivamente utilizzate, poichè la somma delle loro ponderazioni rispettive non deve superare $2\,C - 1$ nel nostro esempio.

L'elaborazione consiste dunque nello stabilire le uscite, riporti compresi, in funzione delle entrate presentate in ogni istante, che, grazie alla loro ponderazione, indicano un numero, che deve riapparire sulle uscite nella numerazione di base C. La conversione si stabilisce a questo modo, a condizione di raggruppare parecchi di questi moduli come dimostreremo qui di seguito.

4. - IL RAGGRUPPAMENTO DEI MODULI OPERATORI

Un esempio permetterà di esporre chiaramente il metodo di raggruppamento e di valutare i numerosi vantaggi della scoperta.

Consideriamo i problemi frequentemente incontrati di transcodificazione di un valore da un codice binario puro a 10 bit in un codice DCB (8421) a tre indici numerici.

Il modulo che si utilizzerà è quello di fig. 2, che comporta:
— quattro gruppi d'entrata di ponderazione rispettive 2^0, 2^1, 2^2 e 2^3. Ciascun gruppo dispone di due fili d'entrata, salvo quello di peso 2^0, che ne ha tre;
— cinque uscite, di pesi 2^0, 2^1, 2^2, 2^3 e $C = 10$; quest'ultima uscita corrisponde al riporto alla decina superiore.

Questo modulo è adattato alla base 10 del codice di uscita e dispone della capacità $2\,C - 1 = 19$.

Il primo passo consiste nello stabilire la corrispondenza sotto forma di una tabella (fig. 3) della ponderazione di ciascun bit d'entrata (di base B) nelle ponderazioni disponibili in uscita (base C). Per es., il peso 32 in entrata deve obbligatoriamente far ricorso simultaneamente ai pesi: 2,10 e 20 in uscita, perchè: $2 + 10 + 20 = 32$.

I segnali incidenti alla transcodificazione sono denominati H_o, $H_1 \ldots H_9$. Sono applicati all'entrata dei moduli secondo il seguente processo: ciascuna linea della tabella di fig. 3 dà, mediante le crocette che vi si trovano, i segnali

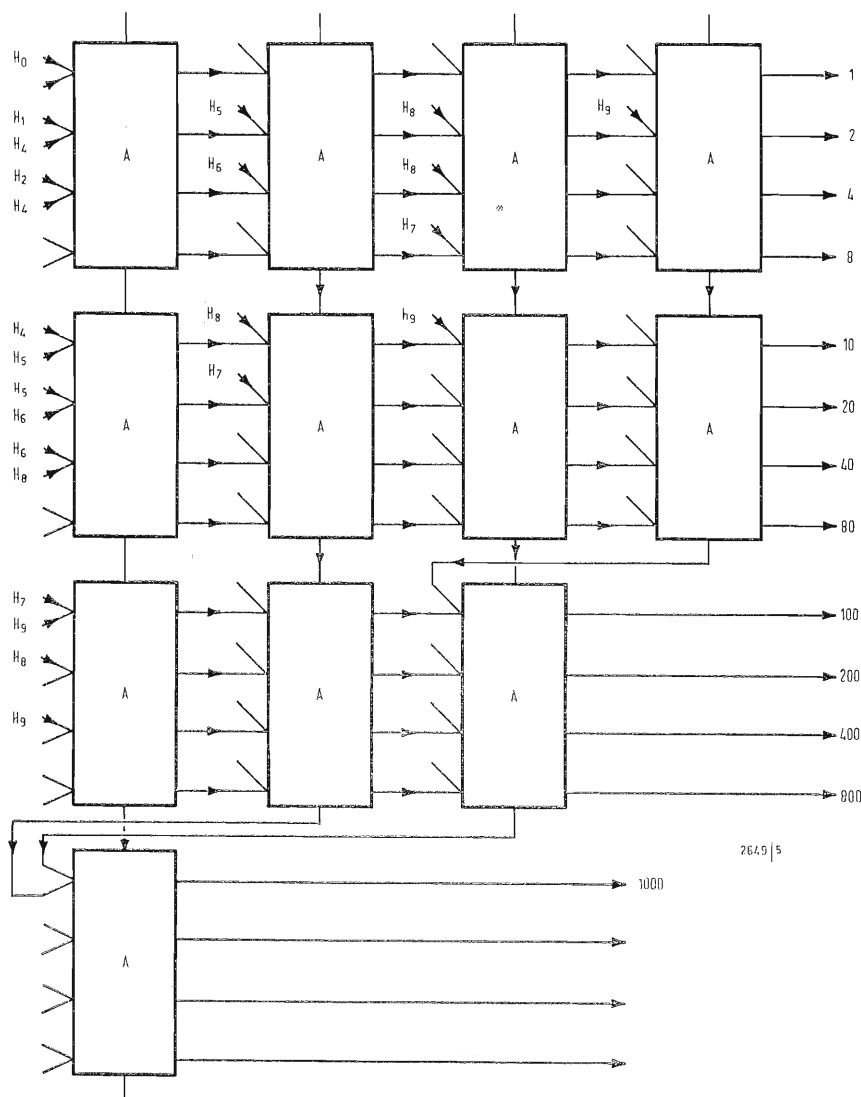



Fig. 4 - Complesso di 12 moduli, che permette di ottenere le unità, le decine e le centinaia del codice di uscita.

H_x corrispondenti alla ponderazione di uscita di questa linea. Per es., il peso di uscita « 2 » deve impiegare H_1, H_4, H_5, H_8 e H_9 tutte le volte che uno (o alcuni) di questi segnali è presente. Per il peso « 4 », bisogna usare H_2, H_4, H_6 e H_8 e così di seguito.

Le unità del codice di uscita (peso 8421) si ottengono in uscita di un modulo, a patto che questo abbia capacità sufficiente per accogliere l'insieme di tutti i segnali segnati con una crocetta sulle prime quattro linee della tabella. Poichè il modulo, per ragioni di semplicità di costruzione, ha solo due o tre entrate per ponderazione, conviene usare diversi moduli come indicato in fig. 4. Si può verificare che per ciascun modulo, la somma delle ponderazioni dei fili di entrata effettivamente usati non supera la capacità massimale di 19.

Per le decine, si considera lo stesso processo sulle quattro linee successive della tabella dei pesi 10, 20, 40 e 80, senza dimenticare che i quattro moduli impiegati per le unità possono generare riporti di peso 10 sui moduli, che trattano le decine.

Di passo in passo, si ottiene la configurazione della fig. 4, che impiega 12 moduli. L'esame di questa figura indica chiaramente che numerose entrate di moduli restano inutilizzate, conducendo ad un eccesso di moduli. La fig. 5 dà una configurazione migliorata di 10 moduli soltanto ottenuta spostando qualche filo, allo scopo di uniformare notevolmente l'uso del peso più piccolo su ciascun modulo.

Segnaliamo, senza entrare in particolari, che si può calcolare, per ogni problema di transcodificazione, il numero massimo di moduli necessari, direttamente a partire dalla fig. 3.

Concludendo: il modulo operatore è determinato dalla base *C* del codice di uscita.

Sembra preferibile limitare la sua capacità per semplificare la sua costruzione, facendo uso di un numero leggermente maggiore di moduli. L'interconnessione dei moduli si ottiene semplicemente interpretando la tabella di corrispondenza tra le ponderazioni delcodice di entrata in quelle del codice di uscita. Un'ottimalizzazione permette spesso di ridurre il numero dei moduli rispetto al numero teorico massimo.

5. - CAMPI DI APPLICAZIONE

Dimostreremo, con qualche esempio non limitativo, i vantaggi presentati da questo nuovo metodo sul piano della semplicità, dell'affidamento e dell'economia d'impiego.

Un primo esempio di applicazione è quello dei sistemi di sincronizzazione di tempo (Timing equipment), impiegante codici IRIG *A*, *B* o *C*. L'informazione di tempo universale appare in questi codici sotto forma binaria pura (17 bit). La soluzione razionale per ottenere lo stesso valore sotto le due forme è quella di utilizzare la transcodificazione tale quale come viene descritta partendo dalla forma *DCB*, che si ottiene agevolmente per conta. La visualizzazione apparente su questi contatori permette di seguire e con-

trollare l'evoluzione del tempo. La validità del tempo in codice binario è assicurata dall'affidamento dei circuiti passivi di transcodificazione, composti esclusivamente di parte logiche. Ogni manovra di rimessa a zero, di caricamento ad un valore predeterminato, si ripercuote immediatamente sulle due forme codificate, grazie al funzionamento in parallelo, che permette di raggiungere le cadenze massimali di generazione del tempo permesse dalla tecnologia. Un'altra applicazione frequente è la lettura in codice *DCB* di un indirizzo di lavoro in una memoria di grande capacità a parte. Per evidenti ragioni di economia, i circuiti di indirizzo usano il codice binario puro, che non è facilmente decifrabile dall'operatore. La transcodificazione fornisce la soluzione di questo problema, senza nulla perdere delle caratteristiche di cadenza, anche per memorie rapidissime.

La terza applicazione riguarda il campo più vasto dell'acquisizione di misure con l'impiego sempre più frequente di calcolatori funzionanti in tempo reale nei sistemi. Anche qui si trovano esigenze opposte di visualizzazione, di controllo, che portano a usare un codice *DCB* o un codice numerico e un trattamento ottimale richiedente l'impiego del binario puro. Le cadenze di funzionamento non permettono di utilizzare le tecniche sequenziali di transcodificazione. La varietà dei campi di misura esige una tecnica di applicazione elastica e, se possibile, modulare. I metodi e i circuiti descritti più sopra rispondono a queste condizioni. Consentono talvolta forti risparmi di materiale, specialmente se si può accontentarsi di un calcolatore a capacità di elaborazione più limitata assegnando alla struttura circuitale le funzioni di transcodificazione.

Vorremmo indicare che l'impiego del metodo qui sopra esposto non si limita ai codici binari e *DCB* 8-4-2-1, ma può rendere gli stessi servizi e arrivare alle stesse prestazioni nel caso di altri codici, anche non ponderati. Dato che si manipolano valori codificati, gli indici numerici appartengono a basi di numerazione fisse. Un codice 8-4-2-1 con eccesso 3, o un codice decimale riflesso non è ponderato, ma può riportarsi al codice *DCB* 8-4-2-1 mediante transcodificazione al livello di ciascuna cifra, sia all'entrata, sia all'uscita, sia a entrambe, se il problema lo impone. Questi cambiamenti di codice si fanno senza cambiare la base e sono quindi semplicissimi. Il metodo proposto può allora essere impiegato con tutti i vantaggi menzionati.

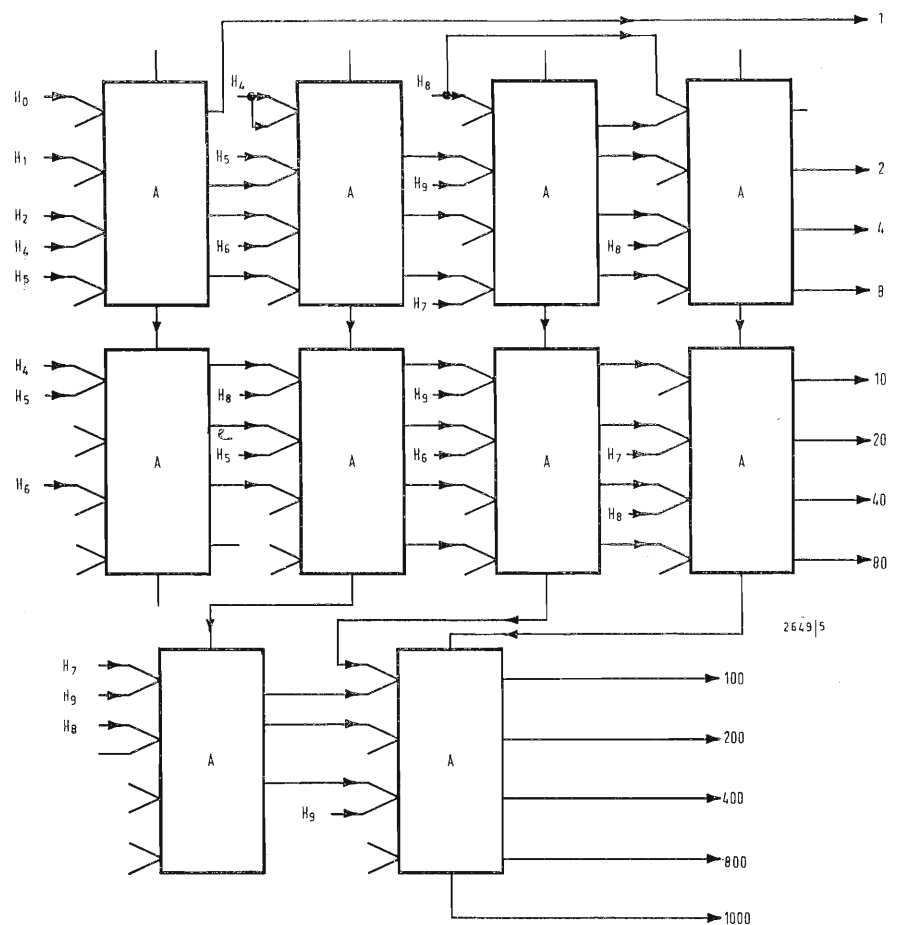



Fig. 5 - Configurazione migliorata del complesso di fig. 4 e che impiega solo dieci moduli.

a cura di A. Longhi

Decodificatore MF stereo*

di W. Cameron

Il decodificatore qui descritto può essere usato con i selettori RF aventi un'uscita che by-passa, o rende inefficiente in altro modo, il circuito di deaccentuazione.

Questo decodificatore, come tutti gli altri decodificatori, non può funzionare soddisfacentemente se unito ad un sintonizzatore avente insufficiente larghezza di banda a FI, scarsa risposta in AF, o che sia tendente all'instabilità, che può provocare attenuazione della larghezza di banda o una cattiva relazione fra frequenza e fase. È anche molto desiderabile, se non essenziale, che il sintonizzatore sia provvisto di C.A.F., o sia controllato a cristallo, dato che la separazione tra i canali destro e sinistro dipende largamente dal segnale, che deve essere sempre correttamente sintonizzato.

Un segnale di intensità appena sufficiente per permettere una ricezione monofonica accettabile è certamente insufficiente per la stereofonia. Analogamente, in alcune zone o oltre l'area di servizio della stazione considerata VHF, il passaggio dalla ricezione monofonica a quella stereo può introdurre un ulteriore disturbo di fondo. Ciò è conseguenza inevitabile del processo di decodificazione, qual che può essere superato solo migliorando il segnale nel sintonizzatore per mezzo di un miglior sistema di antenna. In ogni caso, l'antenna deve essere in una posizione fissa e non precisamente un conduttore volante pendente dal connettore d'aereo del ricevitore.

Ricordati questi punti, è bene farsi un'idea di come funziona la radiodiffusione stereofonica.

Il sistema usato dalla BBC è il sistema a nota pilota (Zenith-GE), metodo di trasmettere entrambi i canali sinistro (*A*) e destro (*B*) su un'unica lunghezza d'onda, codificata nel trasmettitore con un processo multiplex. In ricezione, il decodificatore del ricevitore converte il segnale multiplessato di nuovo nei segnali *A* e *B* per i due canali.

Il sistema è compatibile, per cui con un ricevitore solo monofonico, il segnale stereo viene riprodotto solo come monofonico composto dalla somma dei segnali *A* e *B*.

Per la ricezione stereo, inoltre, è necessaria una nuova informazione per abilitare il decodificatore a separare i segnali *A* e *B*. Questa informazione supplementare consiste nel segnale « differenza » (*A-B*), che è trasmesso sotto forma delle bande laterali superiore e inferiore di una subportante a 38 kHz, che viene soppressa.

Un modo semplice di comprendere questa operazione, e che darebbe lo stesso risultato, è di pensare ad un processo di commutare alternativamente il segnale ai canali sinistro e destro alla velocità di 38.000 volte al secondo. Lo stesso genere di processo di commutazione nel decodificatore estrae i canali *A* e *B* per applicarli ai rispettivi amplificatori sinistro e destro e ai relativi altoparlanti.

Questa velocità di commutazione è sincronizzata fra il trasmettitore e il ricevitore per mezzo di una nota pilota a 19 kHz, che viene raddoppiata a 38 kHz per l'operazione di commutazione Le due frequenze sono coerenti in fase.

Lo schema a blocchi (fig. 1) serve a spiegare il funzionamento del decodificatore.

(*) Rielaborato da Pratical Wireless vol. 46-n. 1.

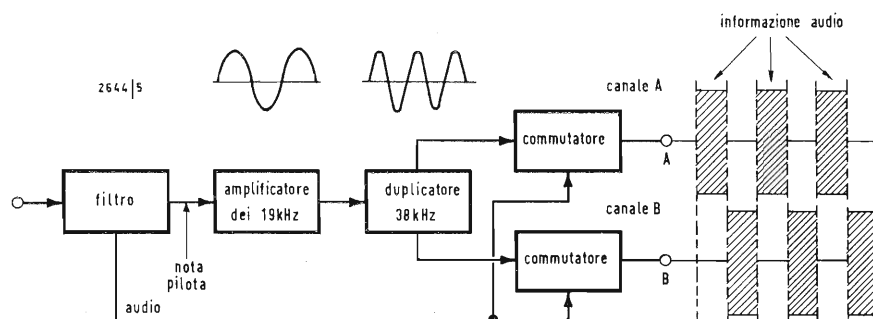



Fig. 1 - Schema a blocchi indicante il funzionamento del decodificatore.

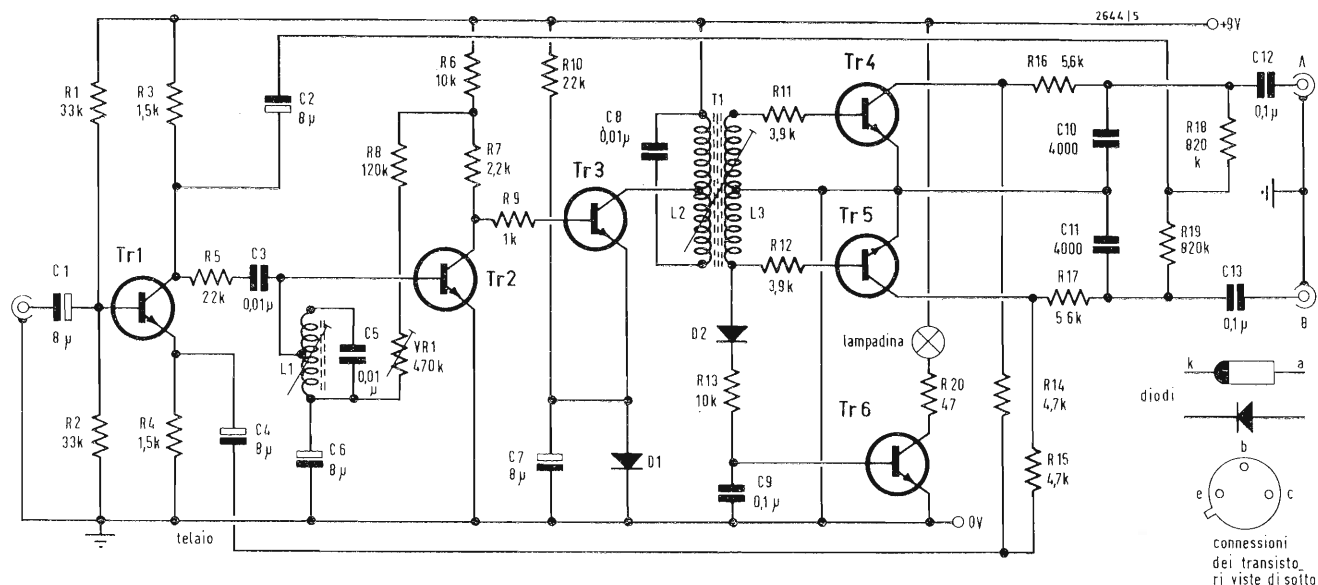



Fig. 2 - Il circuito qui illustrato è valido per il — a terra; per il + a terra, il collegamento del telaio deve essere atto alla linea + e C_1 deve essere rovesciato di polarità.

1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il primo stadio Tr_1 ha guadagno unitario e serve solo a fornire un segnale audio invertito sul collettore rispetto all'emettitore. La nota pilota a 19 kHz è ricavata dal circuito accordato L_1-C_5, attraverso R_5 e C_3, e amplificata da Tr_2. Tr_3 è direttamente accoppiato al collettore di Tr_2 e la sua polarizzazione di base è regolata (per regolazione di VR_1) all'interdizione, o oltre, per garantire un sufficiente raddoppio di frequenza nel circuito accordato L_2-C_8 a 38 kHz. Il diodo al silicio D_1, che mantiene l'emettitore a 0,6 V, assicura che il transistore diventi conduttivo solo quando la nota pilota raggiunge un'ampiezza sufficiente per far funzionare i commutatori a transistori Tr_4 e Tr_5. Il diodo assicura perciò anche che Tr_3 rimanga bloccato, quando non si riceve la nota pilota (monofonia), per cui i commutatori non saranno fatti funzionare intempestivamente da segnali audio ad alto livello, che altrimenti potrebbero spingere L_1 e quindi T_1 in eccitazione.

I transistori Tr_4 e Tr_5 sono stadi di controllo in derivazione, pilotati da tensioni in controfase, che appaiono agli estremi della L_3 con presa centrale. Le uscite A e B diventano i canali sinistro e destro quando rispettivamente la fasatura di T_1 è come indicato nello schema circuitale di fig. 2. Invertendo le connessioni di L_3, si invertono i canali.

Si sono sperimentati i sistemi di comando di eccitazione in serie, ma si è trovato che presentano l'inconveniente che un segnale forte di controllo della commutazione è presente all'uscita, sufficiente a sovraccaricare l'amplificatore successivo se la sua risposta si estende oltre i 38 kHz, se non si usa un filtraggio piuttosto elaborato.

Sebbene un interruttore a transistore non possa mai essere un interruttore perfetto, il sistema di controllo in derivazione è molto efficiente. La diafonia (misurata a 1 kHz), dovuta a inefficienza, è — 26 dB e può essere migliorata financo oltre 40 dB applicando un segnale sfasato, attraverso R_{18} e R_{19}, a ciascun canale. Queste resistenze possono essere regolate per migliorare la separazione generale, come detto più avanti. Il potenziale del segnale di commutazione in uscita è molto piccolo e viene quasi completamente eliminato dai condensatori di disaccentuazione C_{10} e C_{11}.

Il diodo D_2 al germanio, il transistore Tr_6 e i componenti associati sono facoltativi e servono a dare un'indicazione, mediante una lampadina, quando si sta ricevendo un programma stereo (indicatore di stereo). L'alimentatore del decodificatore dirà se l'indicatore può essere usato o no, senza il circuito della lampada indicatrice di stereo, il decodificatore richiede un'alimentazione di 9 V con solo 11 mA, ma con la lampadina, il Tr_3 etc. richiede un'alimentazione di 9 V e 70 mA.

Nel caso in cui sia il sintonizzatore, sia il decodificatore siano alimentati dall'alimentatore dell'amplificatore, si ha che il sintonizzatore è alimentato dalla linea negativa di alimentazione, il decodificatore dalla linea positiva, il telaio e le masse sono tutti in comune. La fig. 3 mostra i componenti supple-

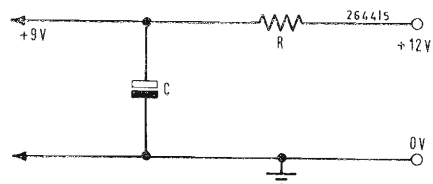



Fig. 3 - Componenti da aggiungere quando si usa l'alimentazione a 12 V.

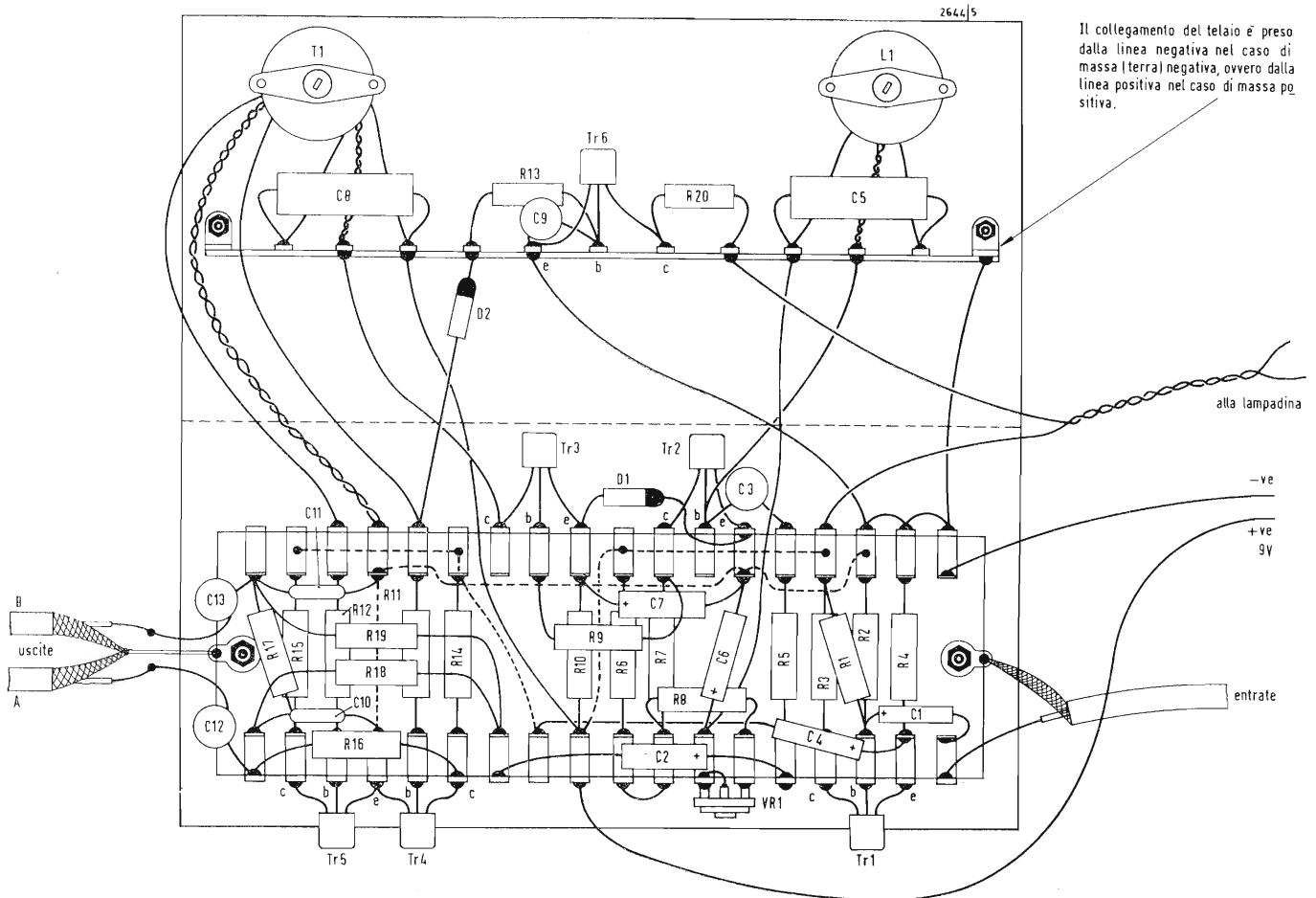



Fig. 4 - Disposizione dei componenti e particolari della filatura.

Fig. 5 - Particolari degli avvolgimenti delle bobine.

mentari necessari quando il decodificatore è alimentato a 12 V. Il condensatore di disaccoppiamento deve essere 1.000 μF, se l'audio è presente sulla linea dei 12 V.

L'impedenza d'entrata al decodificatore è 10 kΩ ed è adatta per il collegamento diretto ad un sintonizzatore a transistori avente uscita da 600 m V_a 1 V_{pp} (circa 200 ÷ 300 m V_{eff}).

Con un sintonizzatore a tubi elettronici, può essere necessario introdurre una resistenza in serie all'entrata (diciamo 10 ÷ 47 kΩ) per dare il corretto livello d'entrata al codificatore ed anche per ridurre il carico al discriminatore del sintonizzatore ad un valore accettabile. Può essere necessario mettere in parallelo al condensatore una resistenza di 300 ÷ 1.000 Ω per mantenere la risposta a RF.

L'impedenza d'entrata dell'amplificatore non deve essere minore di 50 kΩ affinchè la disaccentuazione sia efficiente e il decodificatore non produca perdite d'inserzione.

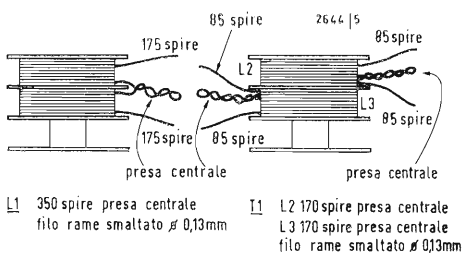
Si deve tener conto del fatto che in stereo, poichè la modulazione audio è suddivisa in trasmissione tra i canali A e B, l'uscita da ogni canale risulta all'incirca dimezzata rispetto al caso di monofonia.

2. - COSTRUZIONE

La disposizione dei componenti non è critica, ammesso che le bobine L_1 e T_1 non siano troppo vicino tra loro. Esse devono essere circa 7 ÷ 8 cm lontane per evitare un mutuo accoppiamento.

Il montaggio come in fig. 4 è preferibile, poichè dà luogo ad un'unità rigida e compatta, mentre il telaio di alluminio fornisce un ottimo grado di schermatura ed una buona connessione di terra per i nuclei di ferrite regolabili.

I particolari di avvolgimento delle bobine sono date in fig. 5. I condensatori C_5 e C_8 possono essere di tipo sia in polistirene, sia a mica argentata con la tolleranza del 2% o migliore.

Per tener conto delle tolleranze delle bobine e dei condensatori è consigliabile avvolgere le induttanze L_1 e L_2 con qualche spira in più, che possono essere tolte più tardi se necessario, secondo il modo di accordo delle bobine stesse.

(non è importante che la presa centrale di L_3 sia esattamente al centro).

Si montano dapprima le bobine e le basette dei terminali con i loro componenti associati. Si usano per il montaggio solo le estremità a misura dei fili, il resto si taglia via. Si installa poi in posto la basetta dei gruppi completa, prendendo cura che gli involucri dei transistori (che sono connessi internamente ai collettori) non vengano in contatto con alcuna parte metallica. La basetta viene assicurata al telaio con due viti 6BA; i dadi fra la basetta e il telaio servono da distanziatori per mantenere la basetta lontana dal telaio. Un punto di saldatura su ciascuna vite serve per il fissaggio dello schermo dei conduttori schermati di entrata e di uscita. Un unico filo dal telaio alla linea negativa completa la linea di terra, quando l'unità deve essere alimentata con un alimentatore con il negativo a terra. Questo conduttore sarà collegato alla linea positiva nel caso di alimentatore con positivo a terra e C_1 dovrà venire invertito di polarità.

Quando l'unità è alimentata a 12 V, la resistenza di caduta e di disaccoppiamento deve essere disposta nella linea positiva, nel caso di terra negativa, o nella linea negativa nel caso di terra positiva (fig. 3).

3. - MESSA A PUNTO

L'unità può essere tarata su una qualunque trasmittente stereo e infine controllata con le trasmissioni di prova (per es. quelle della BBC inglese, delle quali sono date indicazioni in questo articolo).

Dapprima bisogna disporre VR_1 nella sua posizione di lavoro approssimativamente: ciò si fa regolando VR_1 fino che la tensione di collettore di Tr_2 diventa 1 V.

Applicare momentaneamente un potenziometro (va bene qualunque valore compreso fra 50 kΩ e 250 kΩ) ai capi dell'uscita del sintonizzatore, con il cursore collegato all'entrata del decodificatore. Girare il comando al massimo e sintonizzare il ricevitore su di una stazione stereo. Applicare un voltmetro (scala 2,5 V) fra la linea negativa e la base di Tr_4 (o Tr_5), con il terminale negativo sulla base; regolare i nuclei di L_1 e T_1 per il massimo sul voltmetro, la lettura deve essere circa 1,5 V. A questo punto interviene il limitatore, quindi non sarà possibile, accordare le bobine con precisione, per cui bisogna ridurre il segnale d'entrata al disotto del punto di limitazione per mezzo del potenziometro, in modo da avere alla base di Tr_4 una tensione di 1 V o minore; ora si devono regolare nuovamente le induttanze per ottenere un nuovo massimo. Ripetere questa operazione tante volte, quante sono necessarie, prendendo sempre più basso il segnale di entrata sotto il punto di limitazione, e ottenere il massimo definitivo. La stessa lampadina indicatrice di stereo può servire anche come indicatore di sintonia corretta, se si vuole, soltanto che è leggermente meno precisa di uno strumento a indice, riducendo il segnale d'entrata come detto sopra, di modo che la lampadina si illumina con brillanza metà, poi regolando i nuclei, si ottiene la massima brillanza.

È desiderabile che dopo la sintonizzazione precisa, i nuclei di L_1 e T_1 non siano nè tutto dentro, nè tutto fuori alle bobine. Se risultano tutto fuori, bisogna togliere alcune spire secondo la necessità. Se risultano tutto dentro, è piuttosto difficile aggiungere spire, ma si può aumentare la capacità di accordo, mettendo in parallelo al condensatore di 10 nF un piccolo condensatore di 100 ÷ 200 pF. Ora si può togliere il potenziometro provvisorio e collegare direttamente il decodificatore.

Il preregolato VR_1 deve ora essere regolato con precisione. Girare il potenziometro al minimo, per cui solo la R_8 rimane attiva in circuito. A questo punto non c'è tensione alle basi di Tr_5 e Tr_4 e la lampadina indicatrice è spenta.

Aumentando gradatamente il valore di VR_1, comparirà la tensione sulle basi e la lampadina si illuminerà. Il corretto punto di regolazione di VR_1 si raggiunge quando la tensione di base di Tr_4 raggiunge giusto il massimo (massima brillanza). Un'ulteriore regolazione provocherebbe la caduta della tensione (e della luminosità della lampadina), poichè Tr_3 verrebbe pilotato oltre la limitazione e produrrebbe una forma d'onda distorta. Quando il codificatore è messo a punto come descritto, richiede poca o nessuna ulteriore regolazione, poichè in questa unità quando L_1 e T_1 sono correttamente tarati, la massima uscita coincide con la giusta fase. L'unità può ora essere controllata con la trasmissione di prova (BBC), ma se è stata accuratamente messa a punto con una stazione stereo, avviene che si possano apportare solo miglioramenti marginali a favore della separazione dei canali, mediante piccoli ritocchi a T_1 e a VR_1.

Poichè le resistenze R_{18} e R_{19} sono fisse e rappresentano all'incirca l'optimum per eliminare la diafonia dovuta ad inefficienza del commutatore, è possibile migliorare la separazione totale facendo variabili queste resistenze.

Il procedimento consiste nell'identificare il canale sinistro quando viene trasmessa una nota, e nello staccare poi questo canale dall'amplificatore. Si regola quindi la resistenza nel canale destro per ottenere la minima diafonia. Si ripete lo stesso procedimento nell'altro canale.

La costruzione delle bobine presenta qualche difficoltà, perciò si consiglia gli autocostruttori dilettanti di affidarsi ad un esperto.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistenze

R_1 = 33 kΩ; R_2 = 33 kΩ; R_3 = 1,5 kΩ; R_4 = 1,5 kΩ; R_5 = 22 kΩ; R_6 = 10 kΩ; R_7 = 2,2 kΩ; R_8 = 120 kΩ; R_9 = 1 kΩ; R_{10} = 22 kΩ; R_{11} = 3,9 kΩ; R_{12} = 3,9 kΩ; R_{13} = 10 kΩ; R_{14} = 4,7 kΩ; R_{15} = 4,7 kΩ; R_{16} = 5,6 kΩ; R_{17} = 5,6 kΩ; R_{18} = 820 kΩ; R_{19} = 820 kΩ; R_{20} = 47 Ω per lampadina da 60 mA, 68 Ω per lampadina da 40 mA.

Tutte le resistenze sono da 1/2 W, 10%, tipo miniatura.

VR_1 = 470 kΩ lineare, miniatura, preregolato.

Condensatori

C_1 = 8 μF/12 V; C_2 = 8 μF/12 V; C_3 = = 10 nF ceramico; C_4 = 8 μF/12 V; C_5 = 10 nF, 2%, poliestero; C_6 = 8 μF/12 V; C_7 = 8 μF/12 V; C_8 = 10 nF, 2%, poliestero; C_9 = 0,1 μF ceramico; C_{10} = 4 nF ceramico; C_{11} = 4 nF ceramico; C_{12} = 0,1 μF ceramico; C_{13} = 0,1 μF ceramico.

Semiconduttori

$Tr_1 \div Tr_6$ = BC108 o BC109; D_1 = diodo al silicio BA100, OA202 etc., D_2 = diodo al germanio AA119, OA91 etc.

Varie

Unità nuclei STC 10D/WR tipo A_1; basetta del gruppo a 2 × 18 terminali; striscia a 13 capofili; telaio di alluminio 13 × 13 cm circa; lampadina 6 V, 60 mA (o 40 mA); zoccolo per detta; filo smaltato ⌀ 0,13 mm per gli avvolgimenti.

Tabella 1 - Valori delle tensioni ai transistori.

	MONO			STEREO		
	E	*B*	*C*	*E*	*B*	*C*
Tr_1	3,8	4,2	5,0	3,8	4,2	5,0
Tr_2*	0	0,4	0,3	0	0,15	0,2
Tr_3*	0,6	0,3	9,0	0,6	0,2	9,0
Tr_4	0	0	0	0	1,5	0
Tr_5	0	0	0	0	1,5	0
Tr_6	0	0	9,0	0	0,7	0,9

(*) Dipende dalla regolazione di VR1.

Le letture possono variare leggermente. Misure eseguite con voltmetro 20 kΩ/V; alimentazione a pila 9 V.

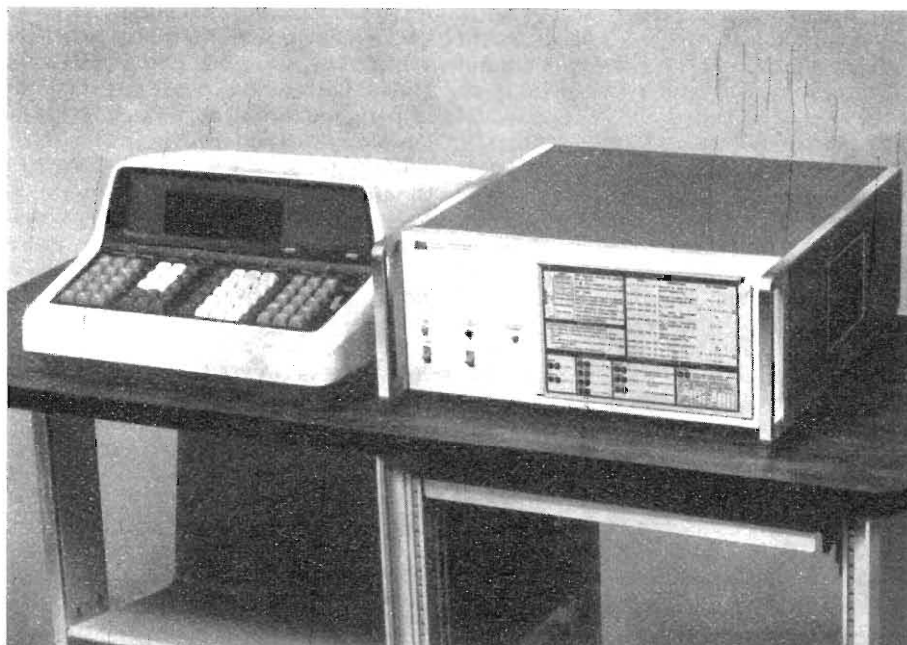
Tabella 2 - Trasmissioni della nota di prova - BBC RADIO 3 - Mercoledì e sabato.

Tempo	Canale sinistro (*A*)	Canale destro (*B*)	NOTE
$23^h\ 30^m$	250 Hz a livello zero	440 Hz a livello zero	1. Questo programma è soggetto a variazione secondo le esigenze programmatiche e le prove fondamentali di trasmissione.
$23^h\ 32^m$	440 Hz a livello zero	440 Hz a livello zero in antifase al canale sinistro.	2. Il riferimento livello zero corrisponde al 40% del livello massimo della modulazione applicata ad un canale stereofonico prima della preaccentuazione.
$23^h\ 35^m$	440 Hz a + 8 dB	440 Hz a + 8 dB in antifase al canale sinistro.	3. I periodi della nota lunghi parecchi minuti sono interrotti istantaneamente ad intervalli di 1 minuto.
$23^h\ 37^m$	440 Hz a + 8 dB	440 Hz a + 8 dB in fase con il canale sinistro.	Tutti i giorni, salvo mercoledì e sabato.
$23^h\ 39^m$	250 Hz a + 8 dB	440 Hz a + 8 dB	Per facilitare l'identificazione del canale e la regolazione della diafonia del canale, viene trasmessa la nota a 250 Hz nel canale sinistro solo dopo circa 4 minuti dalla fine del 3° programma e fino alle $23^h\ 55^m$.
$23^h\ 40^m$	250 Hz a livello zero	Niente	Questa nota di prova può essere interrotta di quando in quando.
$23^h\ 44^m$	Niente	440 Hz a livello zero	
$23^h\ 47{,}20^m$ circa	Successione di note a — 4 dB; 60 Hz, 900 Hz, 5 kHz, 10 kHz. Questa sequenza viene ripetuta.		
$23^h\ 48{,}20^m$ circa	Niente	Sequenze di note come per il canale sinistro alle $23^h\ 47{,}20^m$	
$23^h\ 51^m$ circa	250 Hz a livello zero	Niente	
$23^h\ 52^m$	Niente	Niente	
$23^h\ 53^m$	Conversione a trasmissione monofonica.		

Registri di memoria in più per i calcolatori Hewlett-Pakard

I calcolatori da tavolo 9100A e 9100B della Hewlett-Packard si possono collegare ora, senza bisogno di alcuna interfaccia, con una unità di estensione di memoria, che mette a disposizione dell'utilizzatore 248 registri supplementari. I 248 registri addizionali hanno la stessa configurazione dei registri del calcolatore e possono essere impiegati per conservare dati e/o istruzioni di programma. Quando non è usato per conservare un dato, ogni registro può contenere 14 istruzioni di programma, portando il numero possibile di istruzioni elementari a 3472.

In questo modo in un programma singolo possono essere usati tranquillamente un gran numero di dati: si possono eseguire inversioni di matrici 14 x 14 e si possono trovare gli zeri reali o complessi di polinomi fino al 13° grado.

Attraverso l'unità di estensione della memoria HP 9101A, l'utilizzatore può unire diversi programmi brevi in un unico programma più lungo (si possono memorizzare simultaneamente fino a 100 diversi programmi o subroutines concatenate con 14 passaggi): ai programmi o alle subroutines si possono assegnare numeri di programma (da 1 a 99) che consentono di richiamarli separatamente dal programma principale. Nel funzionamento normale quella del calcolatore è la memoria « operativa » del sistema, su cui tutti i programmi contenuti nell'unità di estensione possono essere richiamati per l'immediata esecuzione.

HP Model 9101A Extended Memory (right) adds 248 registers to any HP Model 9100 Calculator.

L'unità per l'estensione della memoria 9101A (a destra) mette a disposizione dei calcolatori HP 9100 248 registri supplementari.

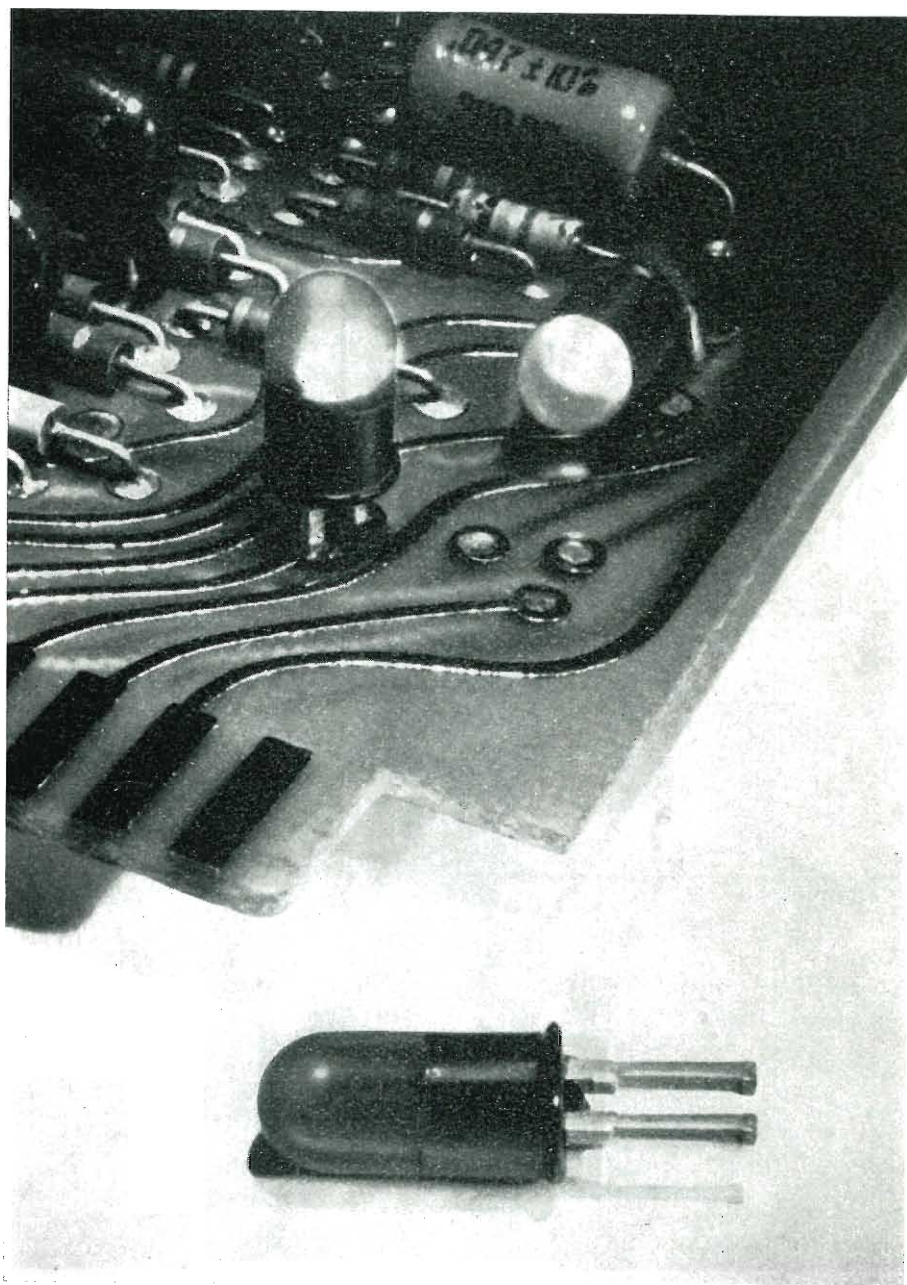
La scatola di adattamento 9106A (in primo piano) permette di collegare ogni calcolatore HP 9100 (a destra) con una macchina input-output IBM (a sinistra).

Nuova lampada dallo stato solido a basso costo

Un nuovo diodo luminescente allo stato solido, il 5082-4403 della Hewlett-Packard, progettato per sostituire le minuscole lampadine a incandescenza o al neon nelle applicazioni industriali è ora disponibile ad un costo di L. 450 per grandi quantitativi. La nuova microlampada al fosfoarseniuro di gallio emette una luce rossa chiaramente visibile nonostante le ridotte dimensioni, e può facilmente essere montata su pannelli o circuiti stampati; essa è realizzata su un involucro resistente di piombo e plastica.

Poiché è stato eliminato il fragile filamento, con tutti i pericoli di rottura o bruciatura, questa microlampada può sopportare urti, vibrazioni e commutazioni ripetitive, con una vita utile che è dell'ordine del milione di ore: essa può essere quindi installata permanentemente.

Il 5082-4403 richiede un'alimentazione minima (1,8 V a 20mA) ed è particolarmente indicato per apparecchiature elettriche ed elettroniche di ogni genere, in modo particolare in quelle che impiegano circuiti logici. Grazie ai bassi valori di tensione e corrente richiesti e all'assenza di transistori di accensione, il diodo luminiscente è immediatamente compatibile con la maggior parte dei circuiti integrati, senza necessità di ulteriori componenti per il pilotaggio.

Le microlampade possono essere montate sul pannello frontale di uno strumento o di un'apparecchiatura con un semplice dispositivo a morsetto, o montate direttamente sul circuito. Due piedini rigidi sono adatti per saldare o collegare il diodo a cavi o circuiti stampati.

Nuovi transistori video Philips

E' stata recentemente introdotta sul mercato della Philips, la nuova serie di transistori BF 336/7/8.

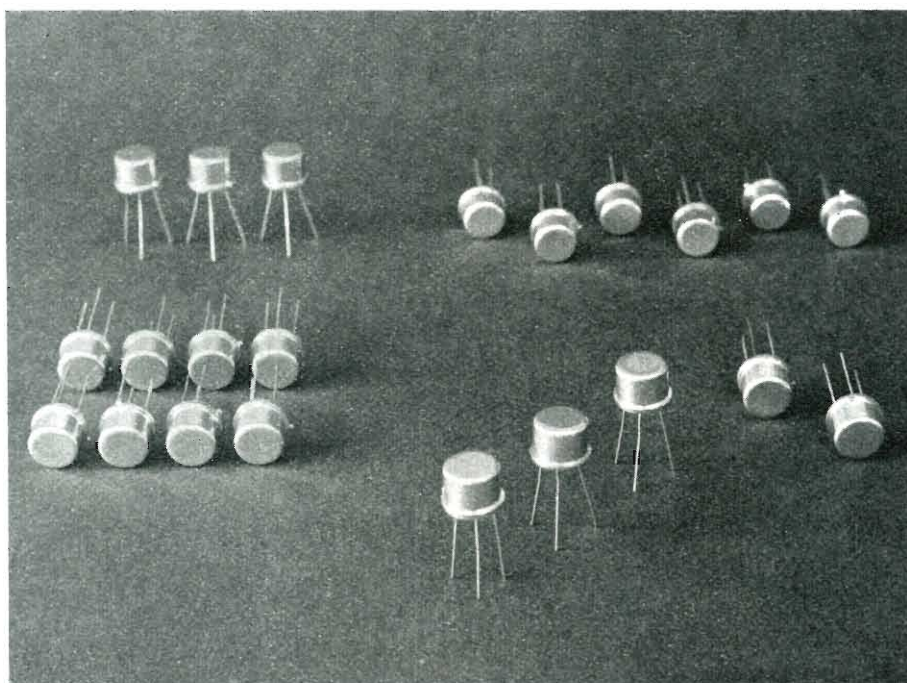
Questa, particolarmente adatta per stadi di uscita video, viene a sostituire i già ben noti BF 177/8/9.

La ragione di questo mutamento è da ricercare nella tendenza Philips di costante miglioramento tecnico dei propri prodotti. In questo caso ciò è stato ottenuto usando per la nuova serie video lo stesso cristallo che viene impiegato nel noto transistore BD 115 (*): di conseguenza sono stati innalzati, rispetto alla serie precedente, sia i limiti di tensione (300 V anziché 250V) che quelli di potenza (Potman 2,5 W anziché 0,5).

Non solo, in questo caso il miglioramento tecnico si è accoppiato ad uno economico: il fare uso infatti di un solo cristallo (anziché di due come precedentemente) ha determinato economie sul costo di produzione e quindi riduzione del prezzo di vendita.

Le caratteristiche dei nuovi tipi, paragonate a quelle della serie precedente sono:

		BF 336	BF 337	BF 338	BF 177	BF 178	BF 179
V_{EBO}		185 V	250 V	300 V	100 V	185 V	250 V
P_{tot}		2.75 W	2.75 W	2.75 W	1.7 W	1,7 W	1.7 W
$-C_{re}$	typ.	3.0 pF	3.0 pF	3.0 pF	1.8 pF	1,8 pF	1.8 pF
	<	3.5 pF	3.5 pF	3.5 pF	3.5 pF	3,5 pF	3.5 pF

(*) Nel contenitore del BF 336 viene omesso lo speciale raffreddatore di rame presente nel BD 115.

Supporto per antenna in « Teflon »

L'antenna radio sull'elicottero a reazione francese Alouette II è tenuta in sede da un supporto in resina fluorocarbonica « Teflon » PTFE riempita di vetro. Per evitare lo schermaggio magnetico causato dalle pale del rotore, l'antenna, e quindi il suo supporto, è stata sistemata sulla coda dell'elicottero, proprio dietro ai motori a reazione. Prima che i tecnici progettisti ne decidessero l'impiego, il materiale scelto doveva essere in grado di resistere a temperature variabili da —40 °C a 90 °C e a vibrazioni da 5 a 150 Hz sotto un'accelerazione costante di 2,5 g. L'antenna ha una lunghezza di m 1,40 ed è collegata con cavo coassiale al ricetrasmettitore di bordo da 800 canali nella banda da 30 a 70 MHz e 10 W di potenza.

(Il supporto per l'antenna è fabbricato dalla Ulmer di Parigi).

Novità Prestel

Al 7° Salone dei Componenti Elettronici, svoltosi a Milano dall'8 al 13 settembre, la Prestel ha presentato i suoi nuovi Centralini a Larga Banda, a prezzi altamente competitivi.
Questi Centralini hanno innumerevoli possibilità d'impiego, non essendo legati a canali fissi.
Il loro guadagno (26 dB) e la potenza d'uscita (100 mV) consentono di realizzare piccoli impianti centralizzati (sino a 25 prese).
Il tipo LB 34 ha 3 ingressi indipendenti: I o II banda; III banda; IV o V banda, regolabili con attenuatori d'ingresso, oltre a un'entrata di accoppiamento per segnali AM -1 dB.
L'alimentazione (220 V) è incorporata e il consumo è di 3 W circa.
Il tipo LB 31 ha un ingresso unico, perciò i vari canali debbono essere miscelati prima, con apposito miscelatore. Questo tipo può essere impiegato anche come amplificatore finale, dopo preamplificazione e miscelazione.
I Centralini LB 34 e LB 31 sono racchiusi in contenitori di polistirolo antiurto, per installazione sotto tetto.
La Prestel fornisce schemi-preventivo agli installatori che ne facciano richiesta, indicando i dati relativi ai segnali da amplificare e schizzo dell'impianto, con le lunghezze approssimative dei cavi di collegamento.
Tali richieste debbono essere indirizzate a: PRESTEL S.r.l. - Corso Sempione 48 - 20154 MILANO.

La prima telecamera automatica a colori del mondo

Quella che si ritiene sia la prima telecamera automatica a colori del mondo, è stata presentata dalla Marconi.
Presenta dei progressi rivoluzionari, che eliminano il lungo lavoro manuale di allineamento e bilanciamento dei colori, all'inizio di ogni giornata di attività.
Questi, ed ogni successiva regolazione durante il corso dei programmi, sono sostituiti da correzioni completamente automatiche, che si possono cancellare semplicemente premendo un pulsante, ad opera di un computer in miniatura installato nel canale della telecamera.
E' considerevolmente più piccola, leggera e facilmente trasportabile di qualsiasi altra telecamera a colori attualmente in uso: utilizza un cavo da 12 mm., che assicura grande libertà di movimenti, sia all'interno degli studi che fuori.

PERISCOPI AMPLIFICATORI DI IMMAGINI PER GUIDARE I CARRI ARMATI DI NOTTE

Amsterdam. Per la prima volta in Europa saranno prodotti in serie periscopi amplificatori di luce «passivi» per mezzi mobili e l'Olanda sarà il primo paese del mondo a montare queste modernissime apparecchiature sui suoi carri armati.

E' questa la prima conseguenza dell'ordinativo effettuato dall'Esercito olandese alla Philips per la fornitura dei periscopi da montare nei carri armati « Leopard » acquistati di recente appositamente privi dei normali periscopi ad infrarosso.

Ausili di guida passivi tali da permettere a veicoli blindati di muoversi nell'oscurità più fonda senza essere scorti dal nemico sono stati realizzati dalla Philips sin dal 1964. Si tratta di apparecchi così sensibili che anche nelle notti senza luna un carrista può spingere il suo mezzo alla massima velocità. La realizzazione di questo nuovo « periscopio amplificatore di luminosità » ha permesso l'installazione sui carri blindati.

Sino ad ora i carri armati si sono mossi di notte in tutto il mondo con l'ausilio di luci ad infrarosso. E' però facile localizzare un'unità in marcia con fari ad infrarosso, per esempio da aeroplani per mezzo di un rivelatore di infrarosso. I nuovi amplificatori di luce presentano il vantaggio di non poter essere « rilevati » in nessun modo dall'avversario.

I nuovi periscopi sono stati realizzati in stretta cooperazione con l'esercito olandese e la soluzione ad un problema che per anni ha impegnato i Laboratori di tutto il mondo è frutto della cooperazione fra diversi reparti della Philips, così come di alcune industrie ottiche specializzate. Si è trattato di un vero e proprio lavoro coordinato fra specialisti di molti e diversi settori che ha portato ad un apparecchio di dimensioni così modeste, da poter essere montato in tutti i tipi di carri armati attualmente in uso. Inoltre si tratta di un dispositivo relativamente poco costoso, soprattutto se paragonato con gli altri sistemi di amplificazione luminosa. Ed infine la percezione e la guida non sono impedite nemmeno nelle notti più fonde, come hanno dimostrato le numerose prove effettuate con successo nei Paesi della Nato.

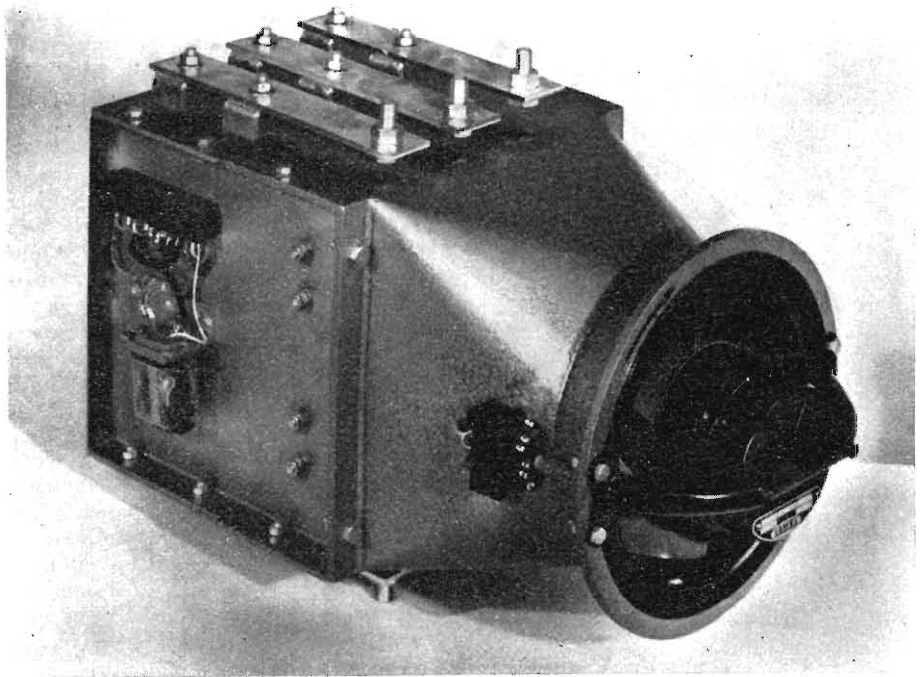
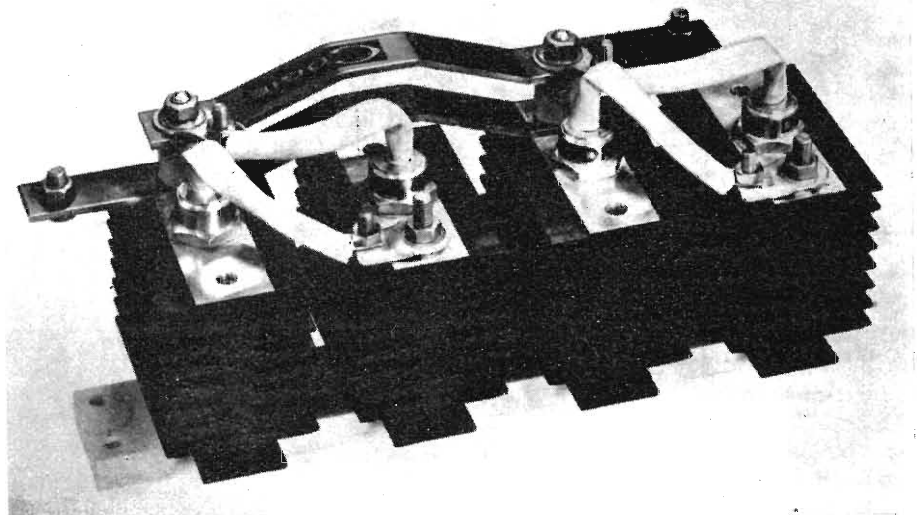
Per la storia è interessante ricordare che la prima invenzione sulla trasformazione elettronica dell'immagine, su cui si basa ogni apparecchio per vedere di notte, si deve al prof. Holst dei Laboratori di Ricerca della Philips e risale al 1934; da allora la trasformazione dell'immagine e l'amplificazione della luminosità, applicate anche alle apparecchiature medicali a raggi X, hanno subito ulteriori sviluppi. Dopo molti anni di ricerche scientifiche intensive condotte non solo ad Eindhoven, ma anche nei laboratori della Philips francese e della Philips inglese, si è giunti all'invenzione odierna che rappresenta un decisivo passo avanti nel settore delle apparecchiature per vedere di notte adatte ad applicazioni militari.

Il settore tecnologico che si occupa della visione notturna fa parte di un campo tecnologico più ampio generalmente indicato dal termine « Optronica » in quanto congiunge ingegnosamente le tecniche ottiche ed elettroniche. L'Optronica è in continuo velocissimo sviluppo e si ritiene che possa presto offrire numerosi campi di applicazione sia militari che civili.

TRASMETTITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA ADATTATI PER LE TRASMISSIONI STEREOFONICHE

Amsterdam. È attualmente in corso in Olanda una interessante fase di ampliamento delle trasmissioni stereofoniche. Due trasmettitori a modulazione di frequenza, installati a Smilde e Markelo, nel nord del Paese, sono stati adattati per le trasmissioni stereofoniche. Anche gli altri trasmettitori del genere sparsi nelle diverse regioni subiranno nei prossimi due anni lo stesso adattamento. Una volta ultimati i lavori preventivati, l'Olanda sarà uno dei primi paesi in Europa ad essere pressoché completamente servito da trasmettitori stereofinici. Da notare del resto che è stato anche uno dei primi paesi ad avere sperimentato regolari trasmissioni stereo.

Gran parte dei materiali e dei componenti necessari ad effettuare le modifiche e gli adattamenti sono costruiti dalla Philips. Oltre alle modifiche minori effettuate sui trasmettitori, gli interventi tecnici per adattare la rete nazionale per la modulazione di frequenza alle esigenze della stereofonia consistono soprattutto in installazioni di collegamenti idonei a trasmettere i segnali stereo dagli studi ai trasmettitori.

La TISCO fornirà i semiconduttori COGIE

Il ponte trifase cogie, tipo E7VF6 raffreddato ad aria forzata

Il ponte monofase tipo B 50

La Tisco sarà in grado di distribuire in tutta l'Europa i semiconduttori prodotti dalla COGIE — Compagnie Industrielle pour la Transformation de l'Energie.

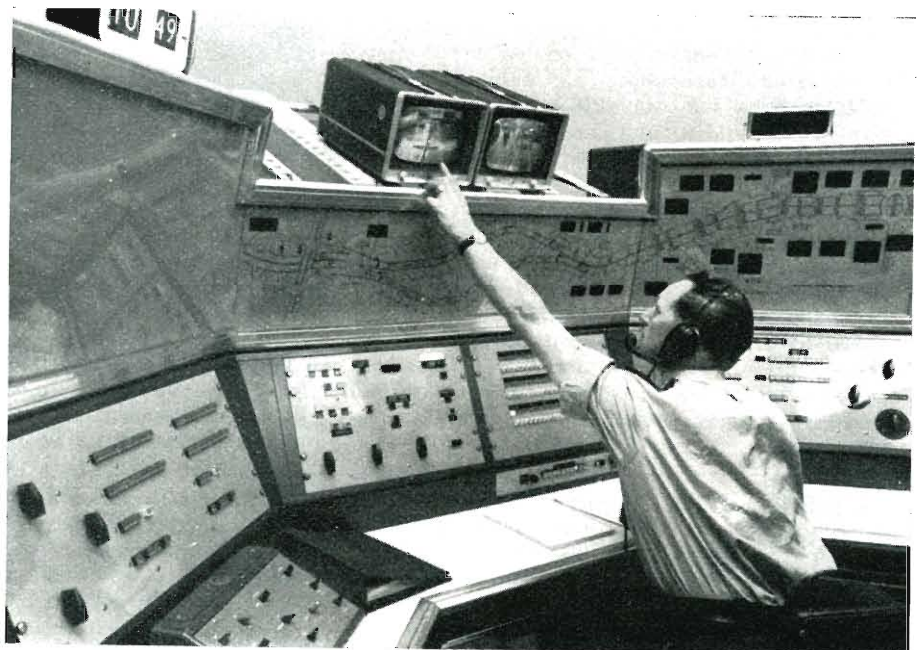
Fondata nel 1961, con sede ad Aubervilliers in Francia, la COGIE è specializzata nella fabbricazione di diodi e thyristors di media ed alta potenza e di elementi di raffreddamento e di dissipazione del calore. Essa produce inoltre una gamma di ponti raddrizzatori raffreddati a conduzione e ad aria forzata, incorporanti tali elementi.

L'accordo, che fà parte del programma continuo di miglioramento del servizio TISCO, porta la capacità di fornitura della Società a circa 21.000 diversi componenti elettronici provenienti da 100 diverse fabbriche di tutto il mondo. Sussidiaria della Texas Instruments Incorporated, la TISCO ha il compito di fornire praticamente qualsiasi tipo di componente elettronico in quantità fino a 5.000 pezzi a breve preavviso. Capace di soddisfare qualunque richiesta di componenti in piccola quantità, la società evita ai clienti i problemi derivati da contatti con diversi fornitori e permette loro un risparmio notevole di tempo.

L'aggiunta della linea di prodotti della COGIE aumenta la disponibilità della Tisco nella gamma di diodi di media-alta potenza e dei thyristors.

Componenti logici e insensibili ai disturbi realizzati dalla Siemens nella tecnica dei circuiti integrati

Le numerose proprietà dei circuiti integrati trovano impieghi sempre più estesi nell'attuale tecnica dei semiconduttori: in alcuni casi, ad esempio, è necessario che questi circuiti siano esenti da disturbi. Per tale ragione la Siemens ha ora immesso sul mercato una nuova *serie logica lenta, insensibile ad ogni tipo di disturbi.*
La serie TTL FL 100, di velocità media, è poco sensibile ai disturbi e può essere impiegata universalmente. In taluni apparecchi ed impianti della tecnica dei comandi e delle regolazioni si verificano tuttavia molti impulsi perturbatori. Ciò avviene ad esempio nel caso di lunghi conduttori di collegamento oppure in seguito a manovre di apertura e di chiusura dei circuiti, oppure ancora se la messa a terra delle singole parti d'impianto non è buona. Per evitare le conseguenze di questi inconvenienti, la Siemens ha realizzato la *nuova serie logica FZ 100 lenta,* con i cui elementi si possono costruire apparecchi ed impianti dal funzionamento sicuro, senza che si debbano adottare costose misure per l'eliminazione dei disturbi e la ricerca di sistemi più sicuri.
La sicurezza statica contro i disturbi raggiunge, mediante l'integrazione di un diodo Zener, ad una tensione di servizio di 15 V, 5 o risp. 8 V tipici nei rispettivi stati. I componenti sono dotati di uno stadio di uscita in controfase con un resistenza di uscita bassa in entrambi gli stati, per cui tutti gli impulsi perturbatori che si presentano tra i componenti stessi, vengono rapidamente annullati. I circuiti sono dimensionati in modo tale che il tempo di transito medio e la durata del fronte d'onda risultino grandi, e venga raggiunta una grande sicurezza contro perturbazioni dinamiche.
La serie logica FZ 100 lenta, (LSL) comprende per il momento i seguenti elementi di accoppiamento (porte) e stadi di multivibratori.
FZH 101, elemento NAND, 4 x 2
FZH 121, elemento NAND, 2 x 5
FZH 131, elemento NAND, 2 x 5 con durata del fronte regolabile
FZH 141, elemento di potenza NAND 2 x 5 (fan out 30) con durata del fronte regolabile
FZH 151, elemento di combinazione 2 x AND-OR
FZJ 101, master-slave-flipflop con tempo di commutazione regolabile.
E' prevista la realizzazione di altri componenti, quali un commutatore di livello da 10 ÷ 18 V a 5 V e degli stadi di uscita per lampade di segnalazione e per conduttori lunghi.
Le funzioni dei componenti LSL sono identiche a quelle dei corrispondenti TTL della serie FL 100; unicamente con l'elemento AND-OR FZH 151 si possono rappresentare funzioni finora inattuabili con circuiti integrati a semiconduttori.

Nuovo sistema televisivo di controllo del traffico

Sistema televisivo a circuito chiuso per il controllo del traffico del Blackwall Tunnel e delle strade di collegamento con Londra. Nella foto, un membro della polizia urbana esamina gli schermi e, in caso di necessità, opera direttamente i segnali stradali o prende telefonicamente contatto con gli addetti locali al traffico.

Una fabbrica britannica di apparecchiature elettroniche ha messo recentemente a punto questa attrezzatura televisiva militare, che si dice sia la più moderna di produzione corrente del mondo. Di disegno modulare, il nuovo complesso può venir costruito su richiesta per diversi usi militari o altri servizi, mentre consente anche l'applicazione di qualsiasi sistema ottico con minime alterazioni.

I CALCOLATORI DIVENTANO PIU' SIMILI AL CERVELLO UMANO, del Dott. Igor Aleksander, docente di Elettronica all'Università del Kent. - Un nuovo concetto nella progettazione dei calcolatori viene messo a punto nei Laboratori di Elettronica dell'Università del Kent. Si mira a creare un computer che sia completamente diverso da quelli convenzionali, nel senso che sarà in grado di apprendere, e non soltanto di eseguire le istruzioni ricevute.

AUTOMAZIONE «BELL'E PRONTA» PER TUTTI, di Frank Broadway, Consulente della Industrial, Educational and Research Foundation. - L'automazione dei processi industriali presenta il grave inconveniente di essere generalmente molto costosa da progettare e installare e di essere quindi prerogativa delle grosse compagnie internazionali. Questo inconveniente potrà ora essere superato grazie ad un'apparecchiatura messa a punto nel Laboratorio di Warren Spring del Ministero della Tecnologia e che è stata denominata «Discola».

SCOPRIRE I SEGRETI ASTRALI CON TELESCOPI A RAGGI INFRAROSSI, di John Gribbin, dell'Istituto di Astronomia Teorica di Cambridge. - I telescopi a raggi infrarossi stanno dando agli astronomi informazioni del tutto nuove sull'universo grazie al fatto che dal lato rosso dello spettro si raccoglie più luce e che alcune stelle emettono principalmente radiazioni infrarosse.

LE STELLE SVELANO PARTE DEI LORO SEGRETI, di Tony Osman - A mano a mano che aumentano le cognizioni sulle stelle e i pianeti, il mistero dell'universo sembra farsi sempre più fitto. Una delle principali fonti di nuovi dati scoperti di recente dagli astronomi è il Mullard Radio and Astronomy Observatory di Cambridge.

Nuove cassette per registratori

La Mallory Batteries annuncia la produzione di una gamma completa di cassette di nastri da incidere per registratore, a fruscio ridotto, che verranno lanciate sul mercato sotto il nome di Mallory Duratape.
La gamma è stata presentata per la prima volta nella Repubblica Federale Tedesca alla Fiera di Hannover nel mese di maggio; da luglio è stata posta in vendita in Italia, Danimarca e Gran Bretagna. Nel corso dell'anno la vendita sarà estesa alla Francia e man mano agli altri paesi europei.
Le cassette Duratape sono disponibili in quattro modelli: il C30 della durata di 30 minuti, il C60 della durata di 60 minuti, il C90 della durata di 90 minuti ed il C120 della durata di due ore. La gamma comprende anche il CHC, dispositivo non abrasivo per la pulitura della testina.
I nastri Mallory Duratape vengono venduti ora in Europa nella scia del grande successo conseguito negli Stati Uniti e nel Canada. I nastri Duratape costituiscono un naturale complemento delle batterie Duracell della Mallory che sono già largamente usate nei registratori a nastro, radio ed altri apparecchi transistorizzati.

Veduta dello stand della Ergon al 7° Salone dei Componenti Elettronici - 1970 Milano.

a cura di A. Rovelli

Nuovi circuiti di deviazione orizzontale per televisori a transistori*

di O. Macek

Numerose soluzioni possibili per stabilizzare le dimensioni delle immagini dei televisori bianco-nero a transistori sono già state descritte nella letteratura tecnica. È possibile, per esempio, asservire la tensione di alimentazione (bassa tensione) alla corrente del fascio elettronico, mediante un dispositivo apposito aggiunto al gruppo di alimentazione. C'è anche il circuito detto a « transistore pompa », che può funzionare sia per compensazione, sia per stabilizzazione rigorosa della tensione di alimentazione e dell'E.A.T. Tuttavia, quando si tratta di stabilizzare separatamente l'E.A.T., il transistore pompa offre una nuova possibilità: il ritardo dell'impulso che esso fornisce rispetto all'inizio del ritorno orizzontale è asservito alla corrente del fascio elettronico.

1. - CONSIDERAZIONI GENERALI

I televisori bianco-nero attuali, quando sono completamente a transistori ed equipaggiati con cinescopio a 110°, devono essere tecnicamente equivalenti a quelli equipaggiati con tubi elettronici negli stadi di uscita delle basi di tempo, specialmente nei riguardi della stabilità delle dimensioni dell'immagine, dove si possono ancora apportare miglioramenti.
Quando si parla di stabilità delle dimensioni dell'immagine, s'intende che queste ultime devono essere indipendenti dalla corrente del pannello elettronico e dalla tensione di rete, evidentemente tanto in senso orizzontale che in senso verticale. L'effetto della corrente del fascio elettronico sulle dimensioni dell'immagine si fa sentire a motivo della resistenza interna elevata dell'alimentatore E.A.T.; è bene ricordare che la larghezza e l'altezza dell'immagine sono all'incirca direttamente proporzionali alla tensione di alimentazione e inversamente proporzionali alla radice quadrata dell'E.A.T.
È perciò possibile compensare una variazione dell'E.A.T., in funzione dell'intensità del fascio elettronico del cinescopio, mediante una variazione nello stesso senso della tensione di alimentazione, facendo in modo che la variazione relativa di quest'ultima rappresenti pressappoco la metà della variazione relativa dell'E.A.T. In altre parole, per compensare la variazione dell'E.A.T. del + 10%, bisogna provocare una variazione della tensione di alimentazione del + 5% circa. Bisogna, quindi, trovare un punto dove si possa prelevare una tensione variante come la E.A.T. e che si impieghi per agire su un dispositivo automatico, al quale sia asservita la tensione di alimentazione. Il prelievo diretto di una frazione dell'E.A.T. dell'ordine di 10 V urta contro difficoltà tecnologiche, perchè ciò richiede un divisore di tensione di resistenza totale dell'ordine dei 1.000 MΩ, il che, in un televisore portatile bianconero costituisce una spesa inutile, per cui si preferisce sfruttare la corrente del pennello elettronico stesso come grandezza di riferimento. In queste condizioni, bisogna fare in modo che la tensione di alimentazione diminuisca quando la corrente del fascio aumenta; questo processo di regolazione sarà chiamato « metodo di compensazione » qui nel seguito.
Ma si può anche scegliere, per mantenere costanti le dimensioni dell'immagine, una tecnica completamente diversa e stabilizzare tanto la tensione di alimentazione, quanto l'E.A.T. Questo sistema è usato nei gruppi di deviazione dei televisori a colori, con la possibilità di correggere l'errore residuo con il metodo di compensazione, di cui si è parlato più sopra. Inoltre, il sistema è nettamente più efficace e presenta il vantaggio di mettere a disposizione di altri stadi dell'apparecchio una tensione di alimentazione realmente stabilizzata, indipendente dalle variazioni della corrente del fascio. D'altra parte, per necessità di cose, questo sistema diviene più caro.
Nel seguito, si descrive qualche circuito relativo ai due metodi di stabilizzazione.

2. - ESEMPI DI REALIZZAZIONE

Se si tratta del più semplice dei circuiti di deviazione orizzontale, detto a bassa tensione, si può impiegare ragionevolmente solo il metodo di compensazione, poichè è necessario, anzitutto, ridurre il costo. Come mostra lo schema di fig. 1, la corrente del fascio è applicata, dall'estremo freddo dell'avvolgimento

(*) da Internationale Elektronische Rundschau n. 12-1969.

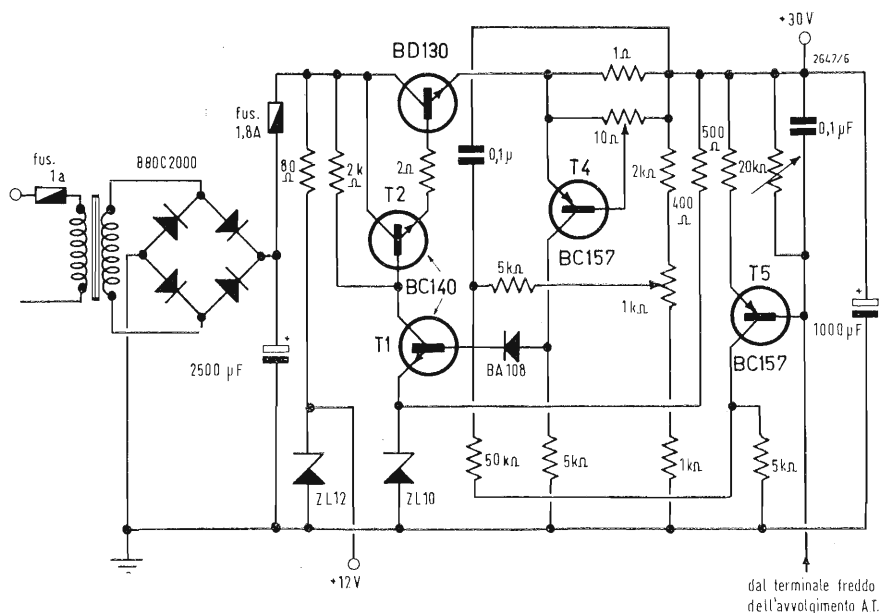



Fig. 1 - Questo gruppo di alimentazione è fornito di un limitatore elettronico di corrente e di un sistema per stabilizzare le dimensioni dell'immagine.

E.A.T., alla resistenza regolabile di 20 kΩ in derivazione a un condensatore, e di cui l'altro estremo è riportato alla tensione di alimentazione + 30 V. Se la corrente del fascio elettronico aumenta, aumenta anche la caduta di tensione negativa ai capi della resistenza di 20 kΩ, la base del transistore *p-n-p* T_5 diviene più negativa, la corrente di collettore di questo transistore cresce. Il collettore diviene più positivo e questa variazione di tensione viene trasmessa all'amplificatore dello stabilizzatore, dove provoca una diminuzione della tensione di alimentazione di 1,5 V circa, ciò che rappresenta pressappoco il 5%.

Il circuito stabilizzatore di fig. 1 comporta anche un dispositivo di sicurezza, limitatore di corrente, efficacissimo per attenuare gli effetti di varie scariche, che possono aver luogo nel cinescopio o nei suoi circuiti di alimentazione. Se la corrente erogata aumenta anormalmente (per es. in seguito ad un guasto nell'E.A.T.), oltre un valore prefissato, il transistore T_4 fa cadere la tensione di uscita a circa 10 V. L'energia di cui disporre allora il circuito di alimentazione, rappresenta solo un decimo di quella normale; così nessun transistore di deviazione può essere danneggiato. Tosto che la causa del sovraccarico anormale viene meno, il circuito di alimentazione ritorna da solo al suo stato normale.

Nei sistemi di deviazione orizzontale detti a « transistore-pompa », che non sono altro che un alimentatore di rete comandato dalla frequenza di 15625 Hz e un alimentatore di bassa tensione, si possono usare entrambi i metodi di stabilizzazione, dei quali si è parlato sopra.

Lo schema di fig. 2 rappresenta un complesso di deviazione e stabilizzazione, in cui si è adottato il metodo di compensazione, dato il modo con cui si è ottenuta l'E.A.T. La base del transistore *p-n-p* T_5 è polarizzata positivamente mediante il divisore di tensione R_{17}, R_6, mentre la corrente del fascio provoca sulla R_6 una caduta di tensione negativa rispetto alla massa. Se la corrente del fascio aumenta, la base di T_5 diviene più negativa, la corrente di collettore di questo transistore cresce, il collettore diviene più positivo e la corrente di collettore di T_3 aumenta. Questo transistore è alimentato dall'alimentatore + 30 V, attraverso il diodo D_6 e le resistenze R_5, R_{23} e R_{13}. Ma una corrente più forte attraverso R_5 applica una tensione negativa alla base del transistore-pompa T_2, il che riduce la larghezza degli impulsi generati da questo transistore e comporta una diminuzione della tensione di alimentazione 30 V di circa 1,5 V, cioè del 5%. Beninteso, se la corrente del fascio diminuisce, gli stessi fenomeni si svolgono in senso inverso.

La stabilizzazione della tensione di alimentazione, a partire dalla tensione di rete, si fa per mezzo del divisore di tensione R_{18}, R_6, R_{17}. Se la tensione di rete aumenta, aumenta anche quella ai capi del condensatore C_{10} e la base di T_5 diviene più positiva, la corrente di collettore diminuisce; la base di T_3 diviene più negativa e la base di T_2 più positiva. Gli impulsi forniti da T_2 si allargano e la tensione di alimentazione aumenta, il che compensa l'aumento dell'E.A.T. e la riduzione delle dimensioni dell'immagine.

Studi condotti sui circuiti a transisto-

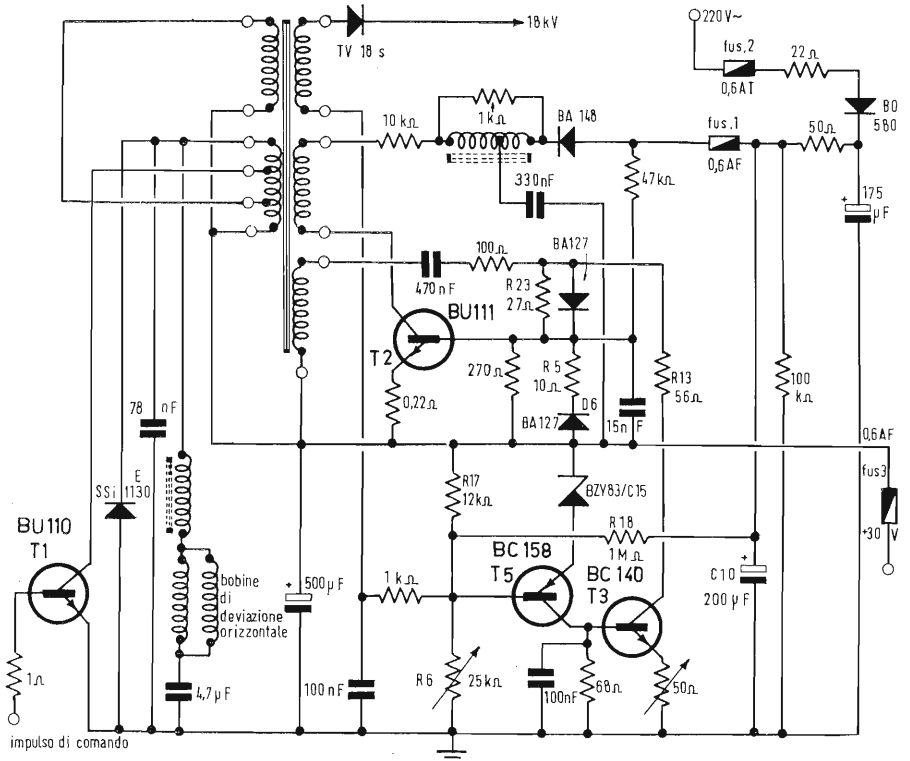



Fig. 2 - Stadio di uscita di riga, che permette la stabilizzazione della tensione di alimentazione con il metodo della compensazione.

Fig. 3 - Curva che mostra la variazione dell'E.A.T. in funzione del ritardo t_v dell'impulso « pompa » rispetto all'inizio del ritorno orizzontale.

re-pompa hanno dimostrato che è possibile stabilizzare la tensione di alimentazione e l'E.A.T. separatamente. La curva di fig. 3 indica come varia l'E.A.T. in funzione del ritardo dell'impulso - pompa, rispetto all'inizio del ritorno orizzontale e si vede che l'E.A.T. diminuisce rapidamente quando questo ritardo aumenta. Tuttavia, affinché gli impulsi pompa agiscano veramente come dalla curva di fig. 3, è necessario che abbiano una forma particolare, pure rappresentata in fig. 3: fronte iniziale ripido, fronte posteriore relativamente prolungato. E, indipendentemente da ciò, si può comandare, mediante regolazione della polarizzazione della base del transistore-pompa, la larghezza dell'impulso generato al suo collettore e agire così sulla stabilizzazione della tensione di alimentazione. Infine, si può agire anche sul tempo di ritardo t_v, mediante l'aggiunta di un dispositivo speciale, ma senza influire sulla zona di regolazione dei transistori comandati.

Si sono realizzati due circuiti per la stabilizzazione separata dell'E.A.T. e della tensione di alimentazione. Il primo comporta l'uso di diodi zener nei circuiti di stabilizzazione, il secondo fa ricorso ad un solo diodo zener e a vari transistori.

Lo schema della fig. 4 rappresenta il primo circuito, del quale le particolarità più importanti sono il modo di agire sul ritardo dell'impulso « pompa » in funzione della corrente del fascio e della tensione di rete, e il controllo della polarizzazione di un altro transistore in funzione della tensione di alimentazione.

Gli impulsi rettangolari provenienti dall'oscillatore di riga arrivano al transistore *p-n-p* (T_1) attraverso una cellula d'integrazione. La polarizzazione di base del transistore T_1 dipende dalla corrente del fascio, poichè l'estremo freddo dell'avvolgimento E.A.T. ritorna a massa attraverso R_3 e appare ai capi di questa resistenza una caduta di tensione negativa rispetto alla massa. Contemporaneamente, la base di T_1 riceve una polarizzazione positiva ottenuta dalla tensione di alimentazione + 250 V, mediante il divisore di tensione R_1, R_2 e il diodo zener BZY85-C24V5, e che varia in funzione della tensione di rete. L'ampiezza dei segnali rettangolari provenienti dall'oscillatore di riga è grande e interviene una tosatura appena che la loro ampiezza alla base di T_1 supera + 11,3 V. Gli oscillogrammi della fig. 5 mostrano le forme dei segnali relativi allo schema di fig. 4. In *a*) e *b*) si vede un segnale rettangolare ancora relativamente poco deformato. Alla base di T_1 è presente la curva *c*), di cui i due grafici indicano ciò che si ottiene per le due posizioni estreme di R_2.

Per gli impulsi rappresentati in *c*), la durata dal fronte discendente corrisponde alla durata t_v della *fig.* 3 e di-

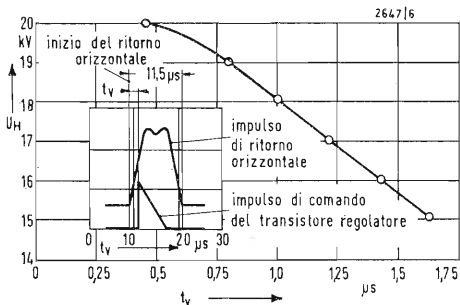
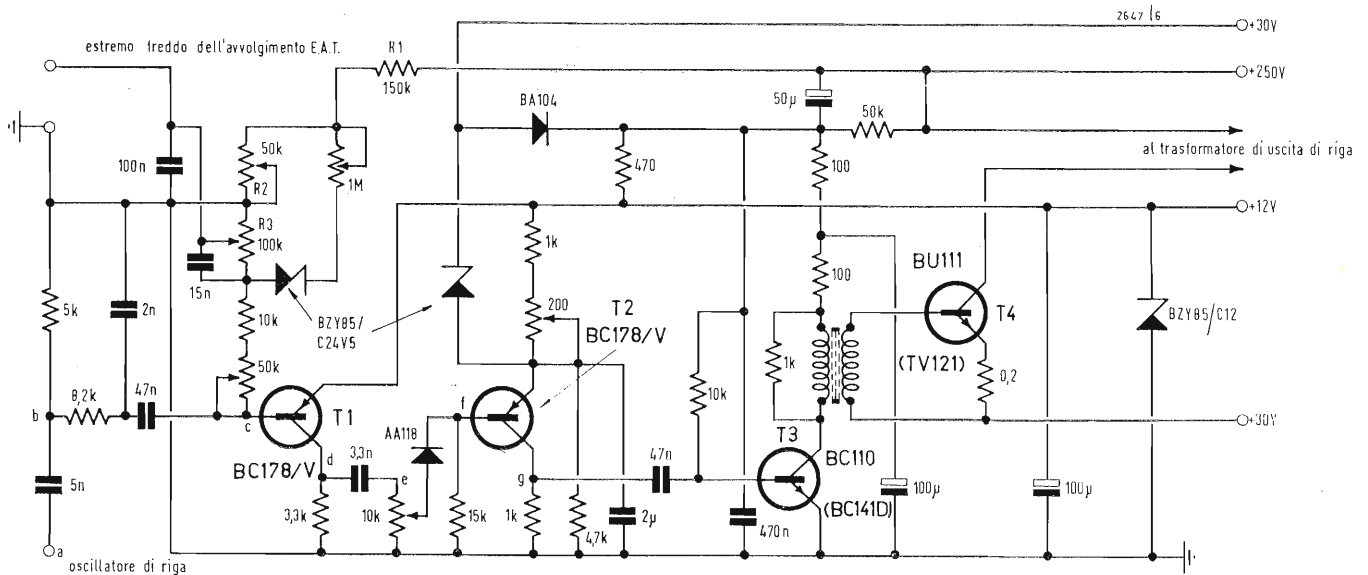



Fig. 4. - Gruppo di stabilizzazione della tensione di alimentazione e dell'E.A.T., facente uso di diodi zener.

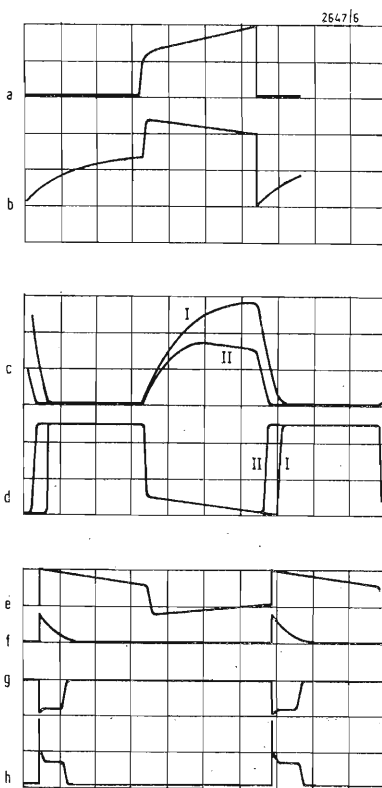



Fig. 5 - Forme e ampiezze dei segnali in diversi punti della fig. 4. La scala orizzontale è 10 μs/divisione. La scala verticale è, in reale punta-punta: 1 V per c; 2 V per *f*; 5 V per *a*, *b*, *d*, *g*; 10 V per *e*; 50 V per *h*.

pende dalla costante di tempo del circuito di base di T_1 e dalla polarizzazione della stessa base.

L'ampiezza maggiore e il ritardo maggiore (curva I) hanno luogo per il massimo valore di R_2. La curva II corrisponde a $R_2 = 0$.

Una variazione della corrente del fascio o della tensione di rete agisce in modo analogo. Per esempio, un aumento della corrente del fascio provoca una riduzione del ritardo t_v, poichè la polarizzazione media della base di T_1 diviene più negativa, e tutto va come se si riducesse il valore di R_2. Un aumento della tensione di rete agisce in senso opposto, poichè la polarizzazione media della base di T_1 diviene più positiva, il che equivale ad un aumento del valore di R_2.

La tensione di base del transistore T_2 ha una parte importante nella tosatura per mezzo del diodo AA118 e dipende dalla polarizzazione di emettitore dello stesso transistore, che riceve le variazioni della tensione di alimentazione 30 V attraverso un diodo zener. Ne risulta una variazione del livello di tosatura, che diviene più alto quando la tensione di alimentazione aumenta, il che comporta una riduzione della larghezza alla base dell'impulso triangolare *f*. Ora, un impulso « pompa » più stretto conduce ad una diminuzione della tensione di alimentazione.

L'impulso rettangolare, che appare al collettore di T_2 può essere così reso più o meno largo: più largo quando la tensione di alimentazione diminuisce, più stretto quando questa tensione tende ad aumentare. Si ottiene così un impulso di comando applicato al transistore-pompa, attraverso un trasformatore.

Lo schema di fig. 4 e anche, meglio ancora, quello di fig. 6 permettono di assicurare una stabilità delle dimensioni dell'immagine di ± 1 mm per un cinescopio A44-12 W, in presenza di variazioni di corrente del fascio fra 40 e 400 μA e della tensione di rete entro 200 e 240 V. Lo schema di fig. 6 comporta un maggior numero di transistori, il che permette di eliminare qualche diodo zener.

Bisogna tener conto del fatto che le variazioni lente della corrente del fascio si producono abbastanza frequentemente al variare della scena, al passaggio da un « esterno » a un « interno », da una zona d'ombra alla piena luce etc. In ogni caso, la stabilizzazione delle dimensioni dell'immagine è importantissima e in presenza di variazioni rapide della corrente del fascio, la stabilizzazione dell'E.A.T. e quella della tensione di alimentazione devono « rispondere » conformemente. Si noti, per inciso, che in questi casi particolari, la capacità del cinescopio interviene parzialmente come fattore stabilizzatore.

Una mira elettronica molto rigorosa, che permetta di apprezzare l'efficienza dei dispositivi stabilizzatori di un televisore in presenza di variazioni rapide della corrente del fascio, consiste in una griglia a barra bianca orizzontale, che si può ricavare modificando opportunamente un generatore di barre.

La messa a punto di un sistema stabilizzatore, quando avvengono rapide variazioni della corrente del fascio, è

più facile quando si tratta di uno stabilizzatore per compensazione, di cui si è detto sopra, che quando si ha a che fare con un complesso a doppia stabilizzazione. Nel primo caso, la tensione di alimentazione segue rapidissimamente le variazioni brusche della corrente del fascio, che si generano nella riproduzione di una mira come quella sopra accennata.
Quando si tratta di un sistema a doppia stabilizzazione, la costante di tempo del circuito stabilizzatore della tensione di alimentazione e quella del circuito regolatore dell'E.A.T. devone equilibrarsi per ottenere un risultato altrettanto buono con la stessa mira. Inoltre, le due costanti di tempo non devono, evidentemente, essere troppo grandi.
I circuiti qui analizzati permettono di fare meglio riguardo alla stabilizzazione delle dimensioni dell'immagine, di qualsiasi circuito a tubi elettronici. Quanto al sistema di stabilizzazione dell'E.A.T., si può dire che esso offre prospettive molto interessanti e promettenti per i televisori a colori.

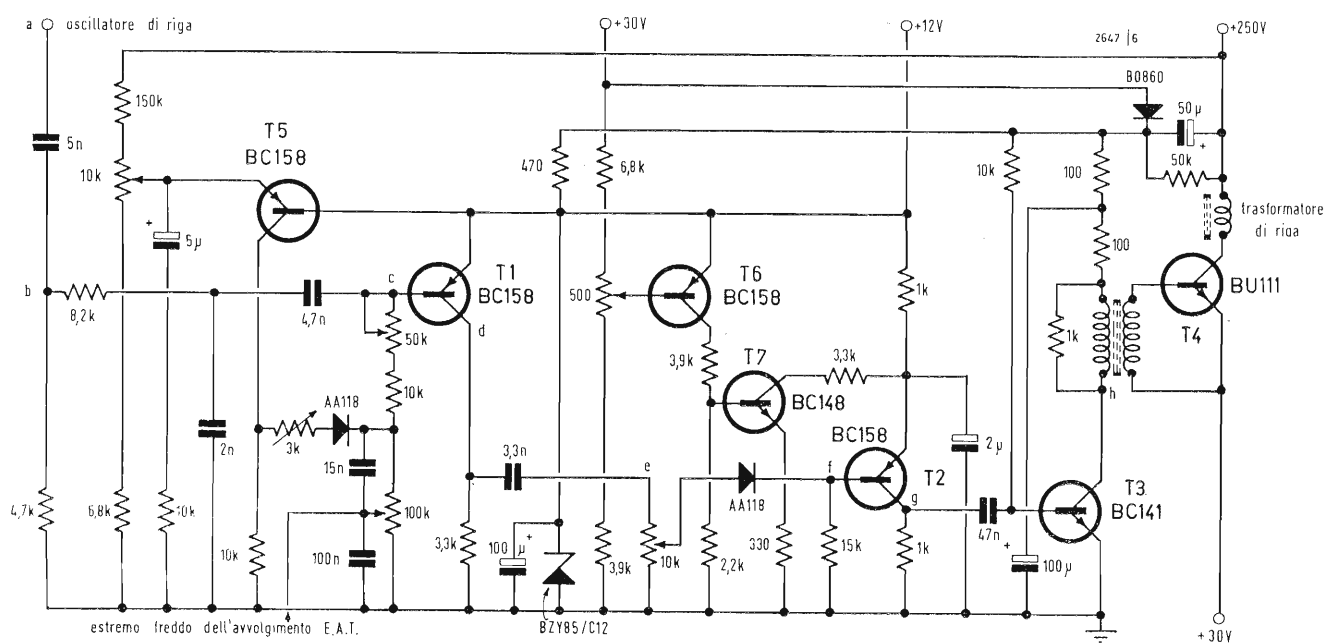



Fig. 6 - Gruppo di stabilizzazione della tensione di alimentazione e dell'E.A.T., facente uso principalmente di transistori.

Lodi americane ad un giradischi italiano

Proprio così. Il giradischi automatico LESA PRF-6 a 3 velocità è stato sottoposto ad un severo esame tecnico nei CBS Laboratories, Stamford, Connecticut, ed è uscito laureato con pieni voti assoluti e bacio in fronte. La rivista statunitense High Fidelity Magazine ha pubblicato nel n. 8-'70 i particolari delle prove effettuate sul PRF-6 e aggiunge commenti lodativi senza riserve, senza cenni velenosetti. Lo spazio ci vieta di riportare per intero l'articolo della rivista americana, che inizia con « Bravo, Lesa! » e prosegue asserendo tra l'altro che il PRF-6 segna l'ingresso ufficiale dell'Italia nel campo mondiale dell'alta fedeltà, mentre finora l'Italia brillava per il suo assenteismo.
Riportiamo la chiusura della « HI-FI Magazine »:
« Considerato nel suo insieme: funzionamento, estetica, costruzione e impressione generale, ci togliamo il cappello di editori davanti alla gente di Milano, che ha creato questo nuovo prodotto LESA ».

dott. Arturo Recla

Le videocassette e i registratori video*

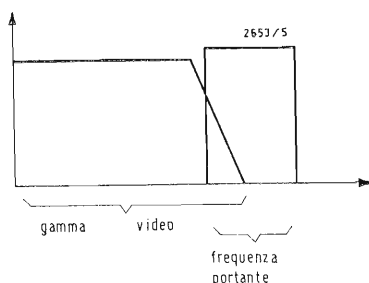



Fig. 1 - Posizione della gamma video e della portante di modulazione.

La registrazione delle immagini richiede nel registratore video una maggiore complessità che per il suono. Occorre infatti registrare una gamma di frequenze molto più ampia e inoltre provvedere alla sincronizzazione della figura sullo schermo. Queste due esigenze vengono soddisfatte da un lato con un notevole aumento nella velocità di esplorazione e dall'altro con l'aggiunta di un'apposita informazione per il sincronismo.

Il problema della registrazione-video

Le grandezze che intervengono nel processo di registrazione sia del video che del suono in un nastro magnetico, sono la frequenza della corrente da registrare (f), la velocità di scorrimento del nastro sulla testina (v) e la lunghezza d'onda (λ) dell'oscillazione magnetica corrispondente al dipolino elementare che si viene a formare in conseguenza della corrente di magnetizzazione che attraversa la testina.
Quando il nastro scorre, la relazione esistente fra le tre grandezze suddette, è quella ben nota relativa alla propagazione dei moti ondosi ossia:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Se perciò la frequenza della corrente da registrare aumenta, occorre diminuire la lunghezza d'onda dell'oscillazione magnetica che si viene a formare sul nastro. Ciò è possibile fino ad un certo limite, che in pratica risulta dell'ordine del millesimo di millimetro.
Al di sotto di detto limite è difficile arrivare specialmente perché la lunghezza d'onda è determinata dallo spessore dell'intervallo della testina (traferro) che ormai è ridotto all'estremo limite. Già nelle testine per registrazione sonora, detto intervallo risulta dell'ordine di qualche millesimo di millimetro (μ), mentre un'ulteriore diminuzione, oltre alla difficoltà per la realizzazione, andrebbe a scapito della resa della testina stessa.

Per fissare le idee, la lunghezza d'onda di un dipolo elementare inciso sul nastro magnetico di un normale registratore sonoro che corre alla velocità di, per esempio, 19 cm/sec è, per una frequenza di 15.000 Hz, ossia per la massima utilizzata nei registratori sonori, di

$$\lambda = \frac{19}{15.000} = 1,25\ \mu$$

Se con lo stesso registratore si volesse registrare la frequenza video di, per esempio, 4,5 MHz cioè 300 volte superiore, occorrerebbe portare la velocità di scorrimento del nastro a: $19 \times 300 = 5.700$ cm/sec ossia alla velocità vertiginosa di ben 180 km/ora.
Scartato per evidenti motivi il suddetto sistema di « esplorazione longitudinale », si pensò di rendere mobile la testina facendola girare attorno ad un perno e ricorrendo ad una « esplorazione trasversale » rispetto al nastro, la cui superficie viene così interamente sfruttata; questo sistema di « esplorazione trasversale » è impiegato nel registratore professionale « Ampex » della RCA.
In un altro sistema la testina video gira all'interno di un tamburo sul quale è avvolto per 360° il nastro magnetico. Il tamburo è inclinato rispetto all'asse di rotazione cosicché le tracce si susseguono parallele fra di loro ma inclinate rispetto alla mezzaria del nastro. Questo scorre pure sul tamburo con una velocità normale, necessaria per la registrazione del suono.
Più recentemente questo sistema di esplorazione « obliqua » o « elicoidale » fu modificato introducendo nel tamburo due testine rotanti al posto di una; in tal caso il nastro avvolge il cilindro per 180°, mentre le testine rotanti esplorano alternativamente mezza circonferenza del nastro. Nel registratore semiprofessionale Grundig BK 200 il diametro del tamburo sul quale scorre il nastro è di 20 cm; nel tipo più economico BK 100, realizzato per uso domestico, il diametro è di 10 cm. In questo la velocità periferica della testina (che si ottiene moltiplicando la circonferenza per il numero dei giri che è 1500/min ossia 25/sec) ovvero la cosidetta velocità di esplorazione risulta di 8.08 metri/sec. Si raggiunge così una definizione di 2,2 MHz che per gli usi domestici si dimostra sufficiente, mentre nel suddetto tipo semi-professionale il valore della velocità di esplorazione e della definizione sono raddoppiati.

La registrazione diretta

Come nei registratori sonori, anche nei

(*) Continuazione dal N° 8 pag. 312.

registratori video la registrazione della tensione potrebbe ottenersi applicandola direttamente alla testina video. Questo sitema di registrazione diretta normalmente utilizzato nei registratori sonori, se impiegato in video, presenterebbe qualche inconveniente; il primo dato dalla difficoltà di ottenere la premagnetizzazione. Come è noto questa è necessaria per raggiungere il punto di linearità fra la magnetizzazione sul nastro e la corrente da registrare che percorre la testina, ossia il tratto rettilineo della caratteristica di magnetizzazione del nastro. Il sistema, usato nei registratori sonori, consiste nell'applicare alla testina una tensione avente una frequenza all'incirca tripla rispetto alla massima impiegata; poiché in video questa raggiunge 2-5 MHz occorrerebbe inviare nella testina una corrente avente una frequenza di 6-15 MHz, che le testine non potrebbero ricevere.
Da notare che l'impiego della corrente continua per la premagnetizzazione, benché possibile, è sconsigliabile, perché aumenta notevolmente il rumore di fondo.
Un'altra difficoltà della registrazione diretta risiede nel cattivo responso ottenuto specialmente sulle frequenze basse a causa del piccolo valore induttivo della testina video.

Registrazione con segnali modulati in frequenza

Allo scopo di ovviare agli inconvenienti su accennati, si ricorre alla modulazione di frequenza del segnale da registrare. Così è possibile, facendo passare il segnale attraverso apposito amplificatore-limitatore, ottenere sia un responso uniforme delle frequenze provenienti dalla testina, sia una tosatura dei segnali di fruscio che si sovrappongono, migliorando così il rapporto segnale/disturbo.
A tale proposito è opportuno osservare che il problema del fruscio si impone, data la notevole larghezza della banda impiegata in video. Un primo provvedimento è di adottare lo speciale nastro, appositamente studiato per la registrazione video, avente lo strato magnetico costituito di biossido di cromo anziché di ossido di ferro. Inoltre la presenza dell'onda portante di modulazione permette di inviare e ricevere il segnale dalla testina utilizzando un trasformatore rotante eliminando così i contatti striscianti che sono sempre fonte di inconvenienti. La banda delle frequenze ottenute viene posta immediatamente a lato della frequenza video utilizzando una frequenza portante relativamente bassa (fig. 1).
Per poter eliminare facilmente detta portante, in ricezione viene utilizzato uno speciale demodulatore a ritardo.

Descrizione del registratore BK 100

Il registratore BK 100 della Grundig si basa sul principio dell'esplorazione elicoidale effettuata con due testine poste in serie che ruotano nell'interno di un tamburo; la velocità di rotazione delle due testine è di 1500 giri/min. Ogni testina esplorando la traccia video sul nastro per 180° registra un mezzo quadro ossia 312,5 righe. Ogni traccia video

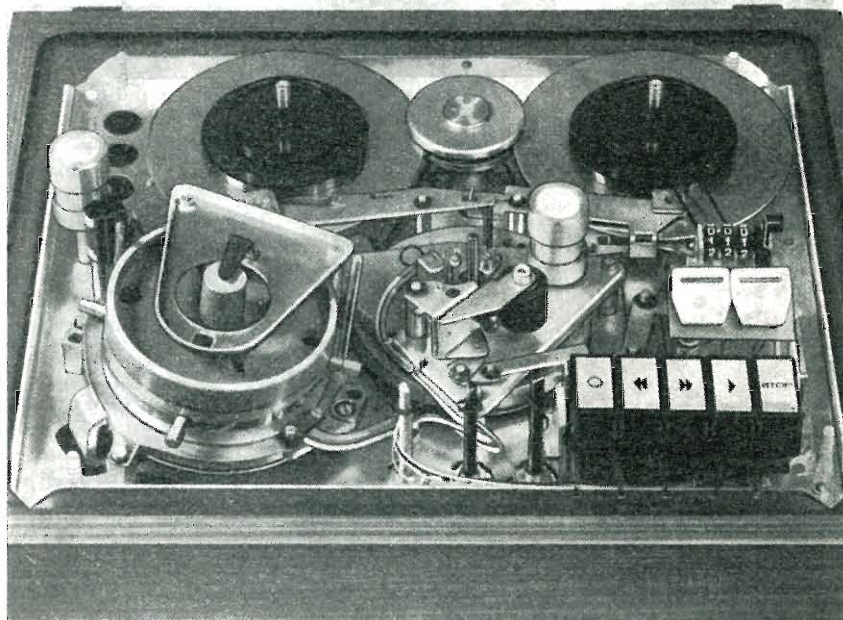



Fig. 2 - Vista del complesso del movimento del registratore BK 100.

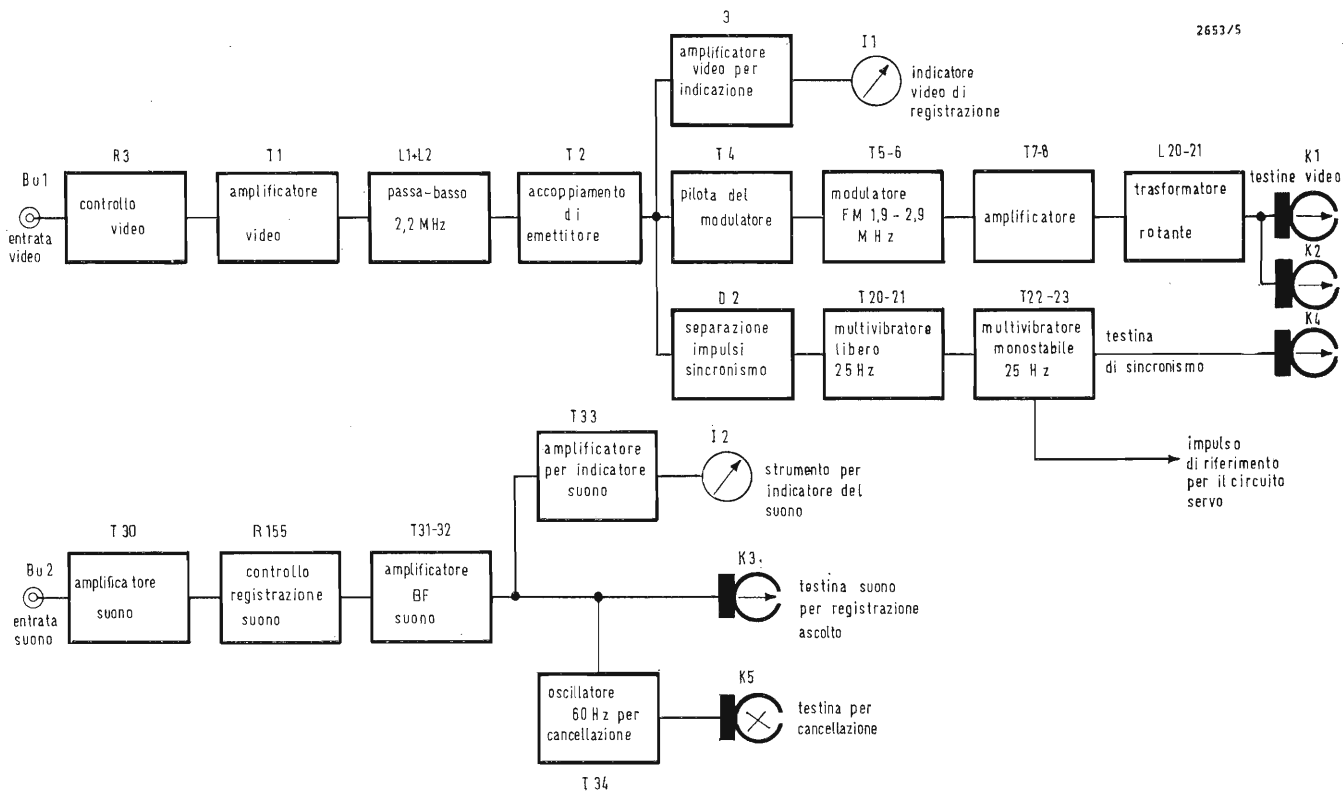



Fig. 3 - Schema a blocchi in registrazione.

ha una lunghezza di 161,57 mm, cosicché ogni riga è costituita da un tratto sulla traccia lungo 0,5 mm; tenuto presente che su un normale cinescopio la riga ha una lunghezza di 500 mm ossia 1000 volte di più, si comprende quale precisione debba esistere specialmente nella costanza della corsa. Contemporaneamente il nastro scorre sul tamburo con una velocità di 16,8 cm/sec, per poter consentire la registrazione del segnale sonoro e di quello del sincronismo di quadro.

La parte essenziale del registratore è costituita dal tamburo con le due testine video rotanti all'interno. L'asse del tamburo è inclinato rispetto alla piastra della parete in modo che il nastro, sia all'entrata che all'uscita, si trovi alla stessa altezza, ciò che è necessario per poter disporre i piatti porta bobine allo stesso livello. Il disco porta testine viene azionato da un motore asincrono; un servo circuito controlla il numero dei giri e la fase del disco; a tale scopo il motore che traina il disco porta testine è controllato nella sua rotazione da un freno a correnti indotte costituite da un elettromagnete e il cui aspetto è simile a quello dei freni magnetici impiegati nei contatori di energia elettrica.

Il movimento dei piattelli porta bobine viene effettuato per mezzo di un accoppiamento a correnti indotte (fig. 2). I due piatti porta bobine sono provvisti di due grandi dischi di alluminio che a tale scopo sono immersi nel traferro di un magnete formato da due dischi magnetizzati, la cui posizione laterale rispetto ai dischi porta bobine può venire variata. Questo sistema presenta il vantaggio di una trazione molto dolce delle bobine evitando il pericolo di strappi del nastro.

Il funzionamento in registrazione

Il segnale proveniente dal televisore o da una telecamera viene applicato all'ingresso del registratore (fig. 3); esso attraversa un regolatore e successivamente un amplificatore video e un filtro passa-basso che taglia le frequenze superiori a 2,2 MHz. Dopo lo stadio per la trasformazione dell'impedenza con accoppiamento di emettitore e per il controllo del nero, il segnale passa allo stadio pilota del modulatore dove avviene pure la tosatura del bianco (clipper). Successivamente il segnale viene modulato di frequenza con apposito oscillatore a multivibratore, la cui frequenza subisce una deviazione da 1,9 a 2,9 MHz.

Il segnale viene amplificato e successivamente, grazie all'onda portante, può venire applicato alla testina attraverso il *trasformatore rotante*. Questo è costi-

tuito da un nucleo ad olla sezionato a metà perpendicolarmente all'asse. Una metà del nucleo contenente l'avvolgimento secondario è fissato sotto il disco rotante porta testine, mentre l'altra metà è fissa e contiene l'avvolgimento primario connesso all'amplificatore di registrazione. Dopo lo stadio per il controllo del nero viene effettuato il controllo manuale di incisione in video per la cui misura si utilizza il valore di cresta del segnale.

Per quanto riguarda il sincronismo, l'impulso di quadro viene separato dal segnale video e inviato ad un multivibratore ad oscillazione libera e successivamente ad un multivibratore monostabile funzionante su 25 Hz che controlla la rotazione del disco porta testine. Qualora un breve disturbo causasse la perdita del sincronismo di quadro, l'oscillatore che funziona contemporaneamente, fornirebbe ancora la sua informazione a 25 Hz in modo che il disco conserverebbe la sua posizione richiesta. Gli impulsi forniti dall'oscillatore passano attraverso uno sfasatore al servo circuito e contemporaneamente alla testina di sincronismo la quale incide sull'apposita traccia del nastro un impulso a 25 Hz.

Il funzionamento in riproduzione

In riproduzione (fig. 4) il segnale proveniente dalle testine video viene inviato, tramite il trasformatore rotante all'amplificatore di riproduzione e successivamente allo stadio limitatore. Indi il segnale passa attraverso uno speciale demodulatore FM che eliminando l'onda portante, che come si è detto è posta molto vicina al segnale video, separa questo e lo invia al rispettivo amplificatore che è seguito da un filtro passa-basso di post-correzione e che contemporaneamente elimina lo spettro del fruscio esistente sulle frequenze elevate, compreso il residuo della portante. Successivamente attraverso un cavo da 75 Ohm il segnale video esce per essere applicato tramite l'adattatore al televisore. Per quanto riguarda il sincronismo, l'apposita testina (K 4) invia gli impulsi a 25 Hz incisi sul nastro, all'oscillatore multivibratore da 25 Hz ottenendone così il controllo. Comandati da uno sfasatore variabile (tracking) gli impulsi raggiungono il servocircuito dove vengono impiegati come riferimento per il sincronismo del disco porta-testine durante la visione.

Il servo-circuito

Il registratore video BK 100 contiene uno speciale servo-circuito per il controllo del disco porta-testine. Durante la registrazione il servo-circuito ha il compito di comunicare al disco porta-testine una rotazione con una fase ben definita rispetto al segnale video e cioè in modo che l'impulso di sincronismo di quadro venga inciso su un breve tratto immediatamente in corrispondenza all'inizio di una nuova esplorazione. Con

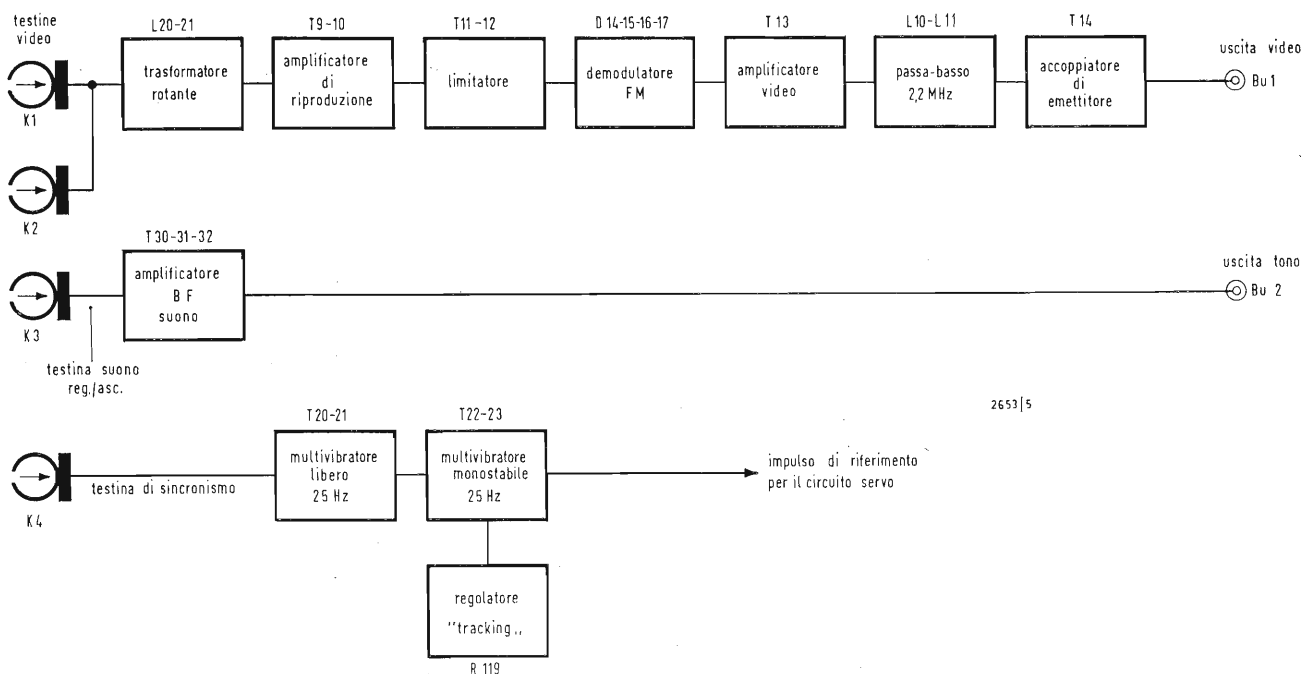



Fig. 4 - Schema a blocchi per il funzionamento in riproduzione.

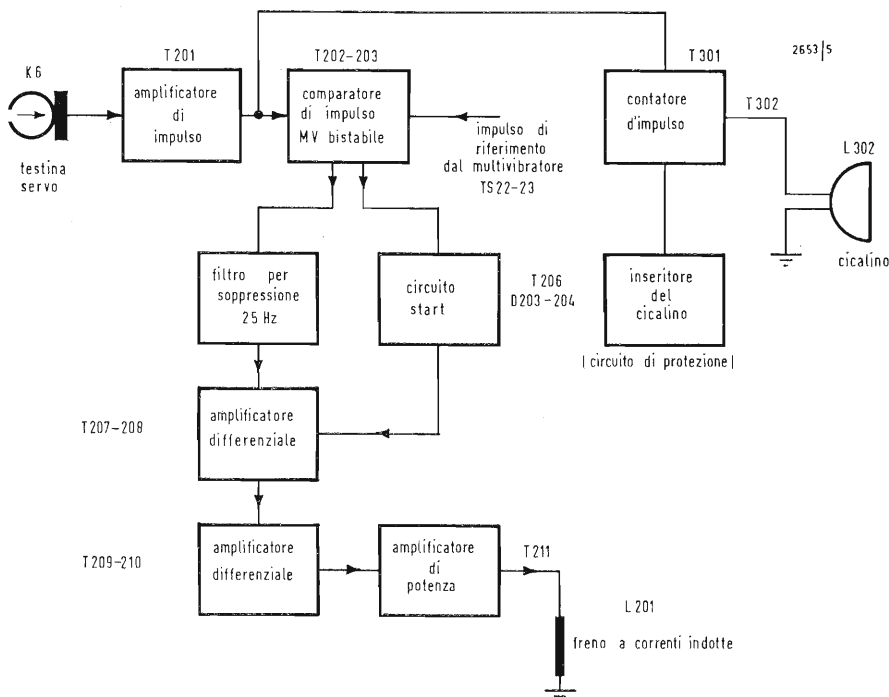



Fig. 5 - Schema a blocchi del circuito servo.

questo sistema si ottiene che l'intervallo di passaggio esistente tra una traccia e l'altra sia posto prima dell'impulso di quadro e non risulti perciò visibile sulla figura.

Il servo-circuito (fig. 5) deve essere provvisto di due sorgenti di riferimento; una deve fornire l'informazione che indichi in ogni istante in quale posizione di fase si trova il disco porta-testine. Ciò si ottiene per mezzo di un piccolo magnete permanente che ruota contemporaneamente col disco e il cui campo viene registrato da un'apposita testina fissa (K 6) che riceve l'impulso. Come secondo riferimento occorre un impulso di quadro. Ambedue gli impulsi vengono confrontati in un comparatore di fase e la tensione continua risultante, dopo essere stata filtrata e amplificata, eccita un freno a correnti indotte. Il disco porta-testine è accoppiato con un disco frenante di alluminio sul quale agisce il magnete di freno del servo-circuito. Con questo sistema il disco porta-testine raggiunge un movimento senza errore di fase rispetto al segnale video che si presenta.

Durante la riproduzione il servo circuito delle testine serve per fare in modo che il disco porta-testine ruoti con una fase determinata dalle tracce video incise sul nastro, in modo che le testine possano effettuare l'esplorazione correttamente. Come riferimento per il servocircuito servono gli impulsi a 25 Hz incisi sul nastro della traccia del sincronismo i quali determinano la posizione della traccia video. Come durante la registrazione questi impulsi vengono anche qui confrontati con quelli del disco porta-testine. La fase viene trasformata in una tensione continua che serve per il comando del freno a correnti indotte. Col regolatore di tracking si agisce su un variatore di fase variabile inserito fra la testina di sincronismo e il servo-circuito. Con questo variatore di fase si può variare la posizione del disco porta-testine rispetto alle tracce impresse fino a che il quadro inciso viene riprodotto correttamente e sullo schermo del televisore l'immagine appare senza disturbi.

L'apparecchio è provvisto di un *avvisatore acustico* che entra in funzione non appena il tamburo porta-testine si ferma e sul nastro non viene registrato nulla. In tal caso occorre premere per un istante il tasto start oppure avviare il nastro a mano.

Per la sezione suono non vi è nulla di particolare che la contraddistingua da un normale registratore sonoro.

Alimentazione

Il registratore BK 100 è completamente transistorizzato e viene alimentato con una tensione di 12 V ottenuta da un alimentatore stabilizzato. Il suo circuito si comporta come limitatore di corrente in modo che eventuali corti-cricuiti istantanei non causano guasti all'apparecchio.

Il consumo totale del registratore è di 75 Watt.

Le figure sono tratte da Grundig « Tecnhische Informationen» marzo 1969, per gentile concessione.

a cura di A. Turrini

Risposta ai transistori di potenza di un impianto X-stereo*

di O. S. Goda

Questo articolo presenta teoricamente e praticamente il problema di simulare un'orchestra da concerto in un ambiente domestico per mezzo di componenti audio disponibili con l'attuale stato della tecnica.

Si metterà l'accento sulle caratteristiche dei transitori musicali, sulla qualità dei componenti, sull'acustica degli ambienti e specialmente sulle doti di sopportare potenza transitoria degli amplificatori e degli altoparlanti. L'energia transiente è molto importante, perchè il campo dinamico dal rumore di fondo di un ambiente all'orchestra sinfonica pienamente agente può essere da 60 a 70 dB. L'impianto sonoro domestico deve essere capace di sopportare questo campo dinamico. Il sistema stereo normalmente utilizza tre altoparlanti pilotati separatamente dagli amplificatori di potenza a transistori. Le risposte ai transitori degli strumenti musicali possono essere rappresentate dalla serie di Fonrier:

$$f(x) = \frac{A_o}{2} + \sum_{n\,1}^{\infty} A_n \cos n\,x + \sum_{n\,1}^{\infty} B_n \,\mathrm{sen}\, n\,x \qquad (1)$$

Il primo e il secondo termine del 2° membro della (1) rappresentano le armoniche pari, mentre il terzo termine rappresenta le armoniche dispari.

Quando $n = 1$, l'onda è costituita solo dalla fondamentale. È noto che n deve arrivare almeno fino a 9 per riprodurre fedelmente un impulso transiente. Qualsiasi forma d'onda transitoria può essere ridotta a forme sinoidali quando siano viste le loro ampiezze, la relazione armonica e la fase.

Se la fondamentale più alta di uno strumento musicale fosse 4 kHz e se fossero necessarie armoniche fino alla settima per riprodurre fedelmente il suono dello strumento, si vede immediatamente che occorre la larghezza di banda di 28 kHz. Vari costruttori attualmente dichiarano che 20 kHz sono sufficienti per la riproduzione musicale. Ciò sarebbe parzialmente vero se si considerasse solo la frequenza; ma si devono considerare anche le relazioni di fase. Una variazione di 0,5 o di 1 dB nella risposta al fronte ripido rappresenta rispettivamente uno sfasamento di 20° e di 27°. Oltre circa 8 kHz, questo sfasamento, per le armoniche più alte, può modificare la forma d'onda originale, se la larghezza di banda dell'intero sistema non raggiunge valori da 50 kHz a 150 kHz. L'orecchio non può rispondere a 50 kHz o a 150 kHz; ma l'orecchio può rivelare ciò che vi è di buono in un particolare suono fino ad una frequenza media (20 kHz) e ciò che vi è di cattivo imputabile alla limitazione di frequenza e, più importante, alla distorsione di fase. Se si accetta il fatto che occorra un sistema a larga banda, questa può facilmente essere messa in relazione al tempo di salita dei transitori di un amplificatore lineare:

$t_s = 0{,}35/\text{frequenza}$, con attenuazione a — 3 dB. (2)

Questa è la ragione per cui i moderni amplificatori a transistori, aventi larghezze di banda estremamente vaste, possono riprodurre realisticamente le forme d'onda dei transienti.

Secondo misure effettuate da Luce e Clark [1], il tempo di attacco transitorio della nota musicale più alta è circa 1 ms, definendo il tempo di attacco transitorio come il periodo intercorrente dall'inizio del segnale al punto in cui l'ampiezza si è ridotta a 3 *dB* sotto il massimo (0,707).

Se il livello medio di ascolto per la musica classica fosse 0,25 W acustici e la potenza di punta dei pieni di un'orchestra sinfonica corrispondesse fino a 17 dB sopra questa media, cioè fosse 50 volte superiore, si produrrebbero 12,5 W acustici. Un'orchestra sinfonica è semistereofonica. Se si volesse tentare di riprodurre questa orchestra, occorrerebbe una parete di altoparlanti; ciò non è pratico. Perciò un buon compromesso, che supera gli attuali sistemi stereo, è il sistema a tre altoparlanti [3 e 4]. Il vantaggio del sistema a tre altoparlanti rispetto al sistema a due altoparlanti non può essere qui trattato. In generale, si può stabilire definitivamente che lo stereo completo non è realistico e limita la posizione dell'ascoltatore; il sistema a tre altoparlanti migliora questa situazione. Un articolo di Tappan stabilisce che per un giusto equilibrio acustico di un sistema stereo a tre altoparlanti (X-stereo), l'alto par-

(*) da Audio'; febbraio 1970 vol. 54, n. 2.

Fig. 1 - Livelli di pressione sonora (*LPS*) in dB rispetto a 0,2 mμ bar.

Tabella 1 - Livello di pressione sonora e potenza elettrica in funzione del rendimento dell'altoparlante.

LPS dB	Potenza acustica W acustici	Potenza elettrica Po in W Rendimento				
		10 %	8 %	5 %	1 %	0,5 %
113	13,04	163,4	163	261	1304	2608
110	6,54	65,4	81,8	130,9	654	1308
105	2,06	20,6	25,8	51,2	206	512
100	0,655	6,55	8,2	31,1	65,5	131
95	0,216	2,16	2,7	4,32	21,6	43,2
90	0,134	1,34	1,68	2,68	13,4	26,8

lante centrale deve avere potenza almeno 6 dB minore. Si è adottata la differenza di 8 dB, pari allo 0,159 della potenza degli altoparlanti sinistro e destro in questo impianto con segnali audio, da 440 Hz a 1000 Hz e si sono provati vari programmi musicali. Ciò significa che la maggior parte della potenza deve essere sviluppata dagli altoparlanti sinistro e destro: (1 — — 0,59) × 156 W = 131 W.

Il Giornale dell'ASA (Acoustical Society of America) ha studiato e misurato le potenze di uscita acustiche di vari strumenti orchestrali. In questo studio si sono determinati [5] la potenza di uscita massima assoluta ed il campo di frequenze in cui questa si verificava. La potenza di uscita di un pianoforte è risultata compresa fra 0,42 e 0,69 W acustici, la maggior parte di detta potenza era distribuita nel campo da 250 a 400 Hz. Conviene dare qualche definizione circa la terminologia acustica in relazione ad un impianto normale.

Il livello di pressione sonora è 20 volte il logaritmo del rapporto della pressione sonora effettiva misurata, alla pressione sonora di riferimento. La pressione acustica di riferimento è P_{rif} = 0,2 mμbar.

Livello pressione sonora: $LPS = 20 \log (P/P_{rif})$ dB (3)

Il livello di potenza acustica di una sorgente sonora è 10 volte il logaritmo del rapporto della potenza acustica irradiata, alla potenza acustica di riferimento:

Livello potenza acustica $LWA = 10 \log (W/W_{rif}) = 10 \log W + 130$ dB (4)
dove W = potenza acustica in W; W_{rif} = potenza acustica di riferimento 10^{-12} W.

La discussione del metodo esatto va oltre lo scopo di questo articolo [6]. Un'espressione semplificata della (3), comprendente il coefficiente di assorbimento del suono di un ambiente, è la seguente:

$$LPS = LWA + 10 \log \left(\frac{1}{S_w} + \frac{4}{R}\right) + 0{,}5 \text{ dB} \quad (5)$$

dove LWA è dato dalla relazione (4); S_w = area della parete radiante in ft^2 (piedi quadrati); $R = a\,S/(1 - a)$; S = area totale di tutta la superficie del locale in ft^2; a = coefficiente medio di assorbimento dell'ambiente.

Il secondo termine della (5) ha segno negativo, perchè S_w ed R sono molto maggiori dell'unità. Dal riferimento bibliografico [6], i coefficienti di assorbimento sono:

locale « morto »	$a = 0{,}40$
locale mezzo « morto »	$a = 0{,}25$
locale « medio »	$a = 0{,}15$
locale mezzo « vivo »	$a = 0{,}10$
locale « vivo »	$a = 0{,}05$

Il coefficiente medio di assorbimento si può calcolare con la relazione:

$$a = \frac{\sum_{n=1}^{k} a_n S_n}{S}$$

dove: $S = S_1 + S_2 + \dots S_n$ (6)

$S_1, S_2 \dots S_n$ sono le aree in ft_2 delle singole superficie assorbenti;

$a_1, a_2 \dots a_n$ sono i coefficienti di assorbimento associati rispettivamente alle aree.

Il coefficiente di assorbimento dei materiali come muri (mattoni; litoceramiche; legno), pavimenti (legno, piastrelle, tappeti), drapperie, mobilio, pareti tappezzate o non tappezzate, è variabile e ogni singolo materiale varia nel coefficiente di assorbimento da 125 Hz a 4 kHz. Anche il numero delle persone e il loro modo di vestire sono variabili ed il loro assorbimento dipende dalla frequenza.

Per un locale medio di dimensioni di 11 × 15 × 22 *ft* (= 3,3 × 4,5 × 6,6 m), si usa l'equazione (5) per determinare i Watt acustici di picco:

	DECIBEL riferimento 0,2 mμbar	
Soglia del dolore	140	
F84 al decollo (24 m)		
	130	
Pressa idraulica (0,9 m)		Locale con caldaie a vapore
	120	
clacson d'auto (1,5 m)		Pieno d'orchestra al podio del direttore
Suono d'organo (6 m)	110	Segheria
Tamburo basso (3 m)		Interno di aereo DC6
Cembalo (3 m)	100	Orchestra jazz (6 m)
Grande orchestra (6 m)		Piccola orchestra jazz (6 m)
	90	
Organo medio (6 m) Trombetta (6 m)		Pieno d'orchestra ad una sedia della sala da concerto
Pianoforte (6 m)	80	Traffico pesante (15 m)
Parlato declamato (6 m)		Conversazione ordinaria (da vicino)
Piccolo gruppo da camera (3 m)		
	70	
Quartetto (6 m)		Musica di sottofondo Conversazione (3 m)
	60	
		Leggera musica di sottofondo
Conversazione tranquilla (6 m)	50	Ufficio privato di affari
Mormorio (6 m)		Traffico leggero
	40	Abitazione media
Tic-Tac di orologio (3 m)		Studio di radiotrasmissione
	30	
Locale di ascolto		Studio silenzioso di registrazione
	20	
		Livello di disturbo di microfoni professionale di registrazione
	10	
Soglia dell'udito di uomini giovani	0	

10 logW = 113 — 130,5 + 28,66 = 11,66 dB (7)

Risolvendo la (7) rispetto alla potenza acustica *W*, si ha:

W = antlog (11,66/10) = 1304 Watt acustici (8)

Il requisito di potenza elettrica di un sistema amplificatore — altoparlante è indicato nella Tabella 1 per vari *LPS* che si possono dedurre dalla fig. 1. Se un uditore è seduto a 6 m da una grande orchestra, la fig. 1 mostra che *LPS* = 96 dB; allora la potenza di uscita elettrica dell'amplificatore di potenza può essere bassa per altoparlanti di alto rendimento. Ma l'amplificatore di potenza può avvicinarsi al punto di forte distorsione d'intermodulazione e distorsione armonica per altoparlanti di rendimento molto basso.

Per l'ambiente acustico considerato e la tecnica di registrazione usata, si può notare che un altoparlante di basso rendimento non può verosimilmente riprodurre fedelmente un'orchestra sinfonica al podio del direttore. Ciò avviene perchè non sono disponibili amplificatori di potenza di 1 kW, o anche di 600 W [7]. I dati pubblicati [8] sulla distorsione di bassa frequenza per un altoparlante a sospensione acustica sono relativamente alti al livello di 20 W.

Il fattore di smorzamento *DF* (= Damping factor) è il rapporto dell'impedenza di carico (normalmente di 8 Ω) all'impedenza interna di un amplificatore di potenza. Un buon tubo amplificatore può avere un *DF* uguale a 25. Invece, gli amplificatori di potenza di qualità dello stato solido hanno un *DF* di oltre 200; ciò significa un'impedenza interna minore di 0,04 Ω. La linea di trasmissione connessa tra l'amplificatore di potenza e l'altoparlante non deve ridurre in modo sensibile il *DF*. Poichè l'altoparlante è un dispositivo elettromeccanico avente un certo spostamento per una particolare onda sonora, avrà anche un normale spostamento inverso, se l'impedenza ai terminali dell'altoparlante non riesce a smorzare tale spostamento inverso. Se le linee che connettono l'altoparlante sono di piccolo diametro e/o di lunghezza notevole, l'impedenza effettiva di uscita aumenta e il *DF* previsto va perduto. La fig. 2 mostra l'influenza sul *DF* della lunghezza della linea per vari

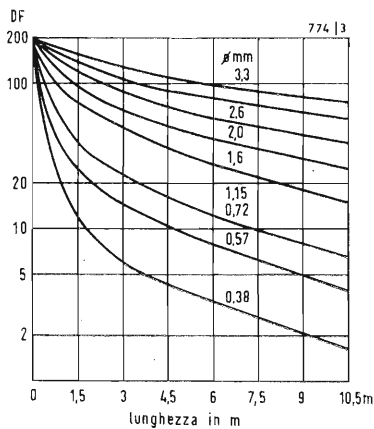



Fig. 2 - Influenza del diametro e della lunghezza dei cavi degli altoparlanti sul fattore di smorzamento.

fili di diametro diverso. Si ammette il *DF* = 200 per un amplificatore di potenza a transistori. La fig. 2 mostra l'importanza di separare gli amplificatori di potenza, che sono posti il più vicino possibile agli altoparlanti con fili di diametro conveniente e con linee brevi. A questo riguardo, il preamplificatore separato fisicamente deve avere una bassa impedenza di uscita, circa 200 Ω, con linee schermate per il segnale. Precedenti studi hanno permesso di stabilire che con altoparlanti ad alto rendimento, le linee degli altoparlanti non hanno importanza, perchè la perdita di potenza nelle linee è piccola. Ciò è vero a bassa potenza e non considerando il fattore di smorzamento *DF*.

Per gli altoparlanti a sospensione acustica di basso rendimento, dove il cono dell'altoparlante deve spostarsi maggiormente alle basse frequenze, la fig. 2 è assai istruttiva. La fig. 3 mostra lo schema a blocchi di un impianto per stereo studiato da O.S. Goda. Gli amplificatori Mattes SP2000 e Acoustech III a transistori e il compander Fairchild sono disposti sopra gli altoparlanti monofonici centrali Tannoy GRF per ragioni di fattore di smorzamento.

Gli altoparlanti Tannoy professionali GRF ai lati destro e sinistro sono distanziati di 3,6 ÷ 4,5 m tra centro e centro, con possibilità di spostamento. Il canale centrale è derivato dall'entrata dell'amplificatore principale dello stato solido. In tal modo, l'espansione di volume può essere ottenuta su tutti e tre i canali. Il bilanciamento del canale centrale o movimento elettrico simulato del terzo altoparlante si ottiene con il regolatore di bilanciamento. Il canale centrale è controllato dal potenziometro di livello. 7,5 m di linea coassiale miniatura (RG/174-U) connettono il compander alle uscite di bassa impedenza del preamplificatore Acoustech VI. Al centro di controllo, si usano linee coassiali miniatura di breve lunghezza per collegare il preamplificatore al sintonizzatore Mc Intosh MR71, il giradischi Thorens TD124 con braccio SME e capsula Ortofon SL-15T e un giranastro Tandberg 64. Il giranastro è stato adattato ai nastri tipo 201 Scotch e 203 Scotch a basso rumore. Durante le esecuzioni musicali dimostrative con la sinfonia N° 7 di Beethoven diretta da William Steinberg, la sinfonia N° 2 di Mahler diretta da Georg Solti, e la sinfonia N° 3 di Saint-Saens diretta da Eugenio Ormandy, la potenza transitoria di punta è risultata 55 W per ciascuno degli altoparlanti sinistro e destro, misurati con un oscilloscopio tipo 547 Tektronix.

Bibliografia

[1] D. Luce e M. Clark, « Durata detransitori di attacco di strumenti orichestrali non a percussione ». - J.A.E.S., Vol. 13. N° 3, luglio 1965, pag. 194 ÷ 199.

[2] R.A. Greiner, « Caratteristiche di sovraccarico di amplificatori di potenza e loro importanza ». - Audio, giugno 1966, pag. 19 ÷ 23.

[3] P.W. Klipsch, « Prove ed esperienze in stereo ». IRE Transactions on Audio. Vol. AU-8, N° 3, maggio-giugno 1960, pag. 91 ÷ 94.

[4] P.W. Tappan, « Miglioria nello stereo simulato a tre canali ». IRE Transactions on Audio, maggio-giugno 1961, pag. 72 ÷ 79.

[5] L.L. Beranek, « Acustica » - Mc Graw-Hill Book Co., 1954, pag. 298 ÷ 324.

[6] « Distorsione percentuale in funzione della frequenza per un altoparlante AR3 ». - Acoustic Research, Inc., 25 Thorndike St., Cambridge, Massachusset.

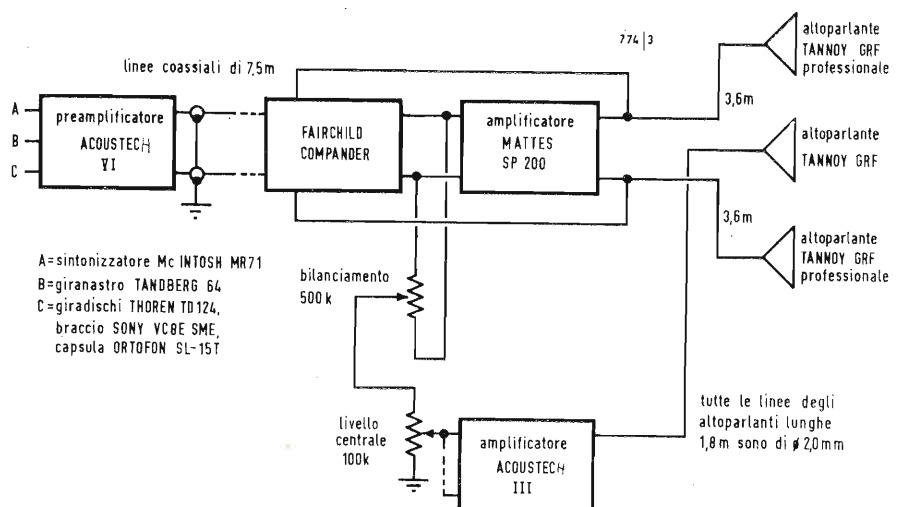



Fig. 3. - Schema a blocchi di un impianto X-stereo.

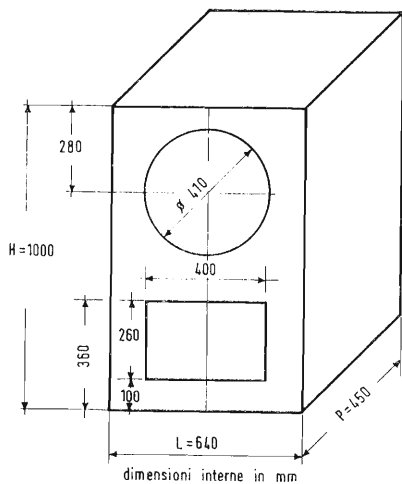



Fig. 1/1016

*1016 – **Sig. Rossi Giorgio – Milano.***

D. Sono in possesso di un altoparlante Celestion avente le seguenti caratteristiche;
a) Potenza 60 W.
b) Campo di frequenza 20-10.000 Hz.
c) Flusso magnetico 285.000 Maxwells.
d) Frequenza di risonanza 35 Hz.
e) Impedenza 15/16 Ω.
f) Diametro esterno 457 mm.
g) Diametro interno 410 mm.
h) Profondità 200 mm.
i) N. di catalogo Celestion G. 18/C.
l) N. di catalogo G.B.C. A/237.
Devo ora realizzare un opportuno bass-reflex e poichè non ho trovato in nessuna tabella la risposta al mio problema (le indicazioni riguardavano tutte altoparlanti di diametro inferiore a quello da me usato), mi rivolgo a Voi ricordando;
a) il bass-reflex verrà usato per amplificare una chitarra basso, ed è quindi necessario un ottimo responso alle basse frequenze.
b) Non ho problemi di spazio, per cui penso sia inutile ogni eventuale riduzione del volume della cassa, se questo porta ad una diminuzione del rendimento.
Dispongo di un generatore e millivolmetro e posso effettuare prove nella sala di uno studio di registrazione, sala acusticamente sorda.
Vi sarei grato se mi consigliaste opportunamente per accordare la cassa (qualora ve ne fosse bisogno).

R. Ecco uno schizzo del contenitore bass-reflex adatto al suo altoparlante Celestion G. 18/C.
Con l'attuale area della porta la frequenza di risonanza della cassa è intorno a 50 Hz: per abbassarla ulteriormente bisogna diminuire l'area della porta (non convenendo aumentare il volume già abbondante per il raggio 205 mm del cono utile), ma occorre andare cauti dato che il cono esalta già le bassissime frequenze con la sua risonanza a 35 Hz. È consigliabile praticare la porta (40×26) cm^2 e poi procedere per successive approssimazioni diminuendola con un'assicella di altezza crescente e larghezza 40 cm. fino al raggiungimento dell'optimum, che può essere stimato da un orecchio esperto.
Aggiungiamo che in generale « l'accordo » della porta non occorre.
La cassa deve essere costruita in legno duro di almeno 18 mm di spessore (conviene il compensato da 20 mm) con pareti a innesti a coda di rondine incollate e avvitate. Possono risultare utili, rinforzi con listelli triangolari nelle giunzioni ed eventuali strisce diagonali sulle due fiancate.
Il rivestimento interno deve essere in lana di roccia (o di vetro) di spessore $4 \div 5$ cm disposto su tutte le pareti, salvo quella frontale, che porta l'altoparlante. S'intende che la parete posteriore deve essere asportabile per consentire l'accesso all'interno e deve portare una foratura per il passaggio dei cavi. Tale parete deve essere fissata con numerose viti sui 4 lati, alla cassa.
Evitare assolutamente sconnessioni e fughe d'aria. (*a.n.*)

*1017 - **Sig. A. Marino – Padova***

D. Sono un laureando in ingegneria elettronica presso l'Università di Padova, dovendo presentare una tesi; « Metodi di fabbricazione delle polveri per cinescopi di televisori a colori », gradirei sapere se esiste presso di Voi un libro o delle riviste che trattino l'argomento di cui sopra.

R. Nel nostro corso di TVC si parla a lungo dei cinescopi tricromici, ma nulla è detto sulla fabbricazione delle polveri per i fosfori a colori: trattandosi di un argomento di alta specializzazione, le grandi Case non hanno interesse a divulgare i loro metodi di lavorazione, quindi ben poco si trova nella letteratura tecnica intorno a tale argomento.
Le uniche fonti di informazioni rimangono i fabbricanti di cinescopi a colori.
Le consigliamo di rivolgersi alla PHILIPS di Monza, o alla ERGON (Località Fratta Rotonda - 03012 Anagni, Frosinone) che, per tradizione, aiutano volontieri gli studenti. (*a.n.*)

*1018 - **Sig. V. Bitti - Napoli***

D. Cerco schema e descrizione di un circuito di generatore d'eco e di riverbero (preferibilmente a transistori).
Nel caso che lo schema in questione sia in Vostro possesso, Vi prego di inviarmene una copia.
R. Le inviamo le fotocopie relative ad un generatore d'eco e di riverberazione tratte dal volume « La Tecnica dell'Alta Fedeltà » di nostra edizione.
Riteniamo che tale descrizione le sia di buon aiuto per lo scopo prefissosi. (*a.n.*)

*1019 - **R. Novasconi – Milano***

D. Gradirei conoscere un Vs. parere circa la possibilità di migliorare l'incisione e la riproduzione col mio complesso stereo.
Sappiate che sia l'audizione, radio e dischi è veramente soddisfacente.
Ho applicato un registratore TELEFUNKEN tipo modello 205 stereo, come da schema accluso.
Con i valori segnati e applicati al commutatore, incidendo sia da dischi, sia da Radio, la riproduzione appare buona.
Approvate i predetti valori? Oppure sarebbero più indicati altri?.
R. Abbiamo esaminato il suo schemino, dove sono indicate 3 delle 5 vie dichiarate del commutatore: le varie sezioni dovrebbero essere vincolate, ma il cursore è indicato in posizione 1 nella sezione incisione e in posizione 5 nella sezione riproduzione. Comunque sia, per la riproduzione valgono 2 posizioni, che differiscono tra loro per la resistenza in serie 10 k ovvero 50 k. L'aggiunta di un condensatore in parallelo alla 50 k favorirebbe le alte frequenze, che sarebbero meno attenuate, neutralizzando parzialmente lo scopo della relativa posizione del commutatore: l'aggiunta di detto condensatore può essere utile se la riproduzione manca di sopra acuti. In tal caso, occorrerebbe operare analogamente anche sulla presa con in serie i 10 k. I condensatori di accoppiamento (0,2 μF, 0,1 μF) sono già forti e non conviene aumentarli per non incorrere nel motor boating. Non ci sembra opportuno portare a 10 k la resistenza d'ingresso, salvo nel caso di fonorivelatore a riluttanza variabile.
Nulla appare dal suo schema circa l'equalizzazione dischi e di registrazione su nastro: tuttavia la regolazione Bassandal dei toni è così efficace, da consentire il giusto equilibrio in riproduzione. Ottima la regolazione fisiologica del volume.
Tutto sommato, ci sembra che eventuali varianti siano da ricercare nell'ambiente acustico, nei diffusori (altoparlanti woofer e tweeter) e nella loro disposizione, più che nei parametri elettrici circuitali. (*a.n.*)

1020 - Sig. G. Appendino - Livorno

D. Ho realizzato due diffusori bass-reflex composti, ciascuno, con i seguenti altoparlanti:
n. 1 woofer Isophon P 25/25/90 A - Impedenza 4 Ohm campo di frequenza (dichiarato) 45-10.000 Hz: potenza nominale 8 W.
N. 2 tweeter Isophon HM 10/13/7 - Impedenza 7 Ohm campo di frequenza circa 2.000-17.000 Hz.
Filtro cross-ower; un semplice condensatore da 6,8 uF.

La risposta è buona, ma manca un po' di brillantezza e di effetto presenza.

Poiché dispongo di un ricevitore di potenza esuberante (Grundig RTV600), desidererei ottenere il meglio possibile dai diffusori suddetti; perciò mi rivolgo a Voi per avere lumi in merito e Vi prego di volermi fornire:

1. - schema di un filtro cross-ower adatto agli altoparlanti suddetti:

2. - dati costruttivi delle bobine necessarie al filtro stesso:

3. - nominativo di ditta che possa fornire i condensatori a carta di elevata capacità indispensabili per il corretto funzionamento del filtro stesso.

Desidererei, inoltre, aggiungere, ai suddetti altoparlanti, quello specifico per le frequenze centrali, da sistemare in una cassetta separata, dato che nei diffusori non esiste spazio disponibile. Pertanto, vogliate cortesemente indicarmi il tipo di altoparlante più idoneo, a Vostra scelta, ed il relativo collegamento al filtro cross-ower di cui al precedente punto 1.

Per quanto concerne le frequenze d'incrocio, lascio la determinazione alla Vostra competenza: pendenza, possibilmente 12 dB/ottava.

Fig. 1/1020

R. Poiché il suo woofer risponde fino a 10 KHz, esso funziona benissimo alle frequenze centrali e sarebbe ingiustificato sostituirlo con un altoparlante per solo queste frequenze, il quale non potrebbe fare di più del P 25/25/90A.

Quest'ultimo unitamente ai tweeter e a un filtro d'incrocio a 4 KHz assicura la riproduzione dell'intera gamma acustica.

Se si volesse usare un altoparlante per le note centrali, il filtro d'incrocio sarebbe costituito da 3 cellule e i valori di L e C sarebbero diversi di quelli occorrenti per le 2 cellule del filtro relativo al woofer e ai soli tweeter. Le rimettiamo pertanto lo schema del filtro d'incrocio bicellulare; $Z = 4\ \Omega$; $f = 4$ KHz (frequenza d'incrocio); attenuazione 12 dB/ottava.

Disponendo i 2 tweeter HM10/13/7 da 7 Ω in parallelo, la loro impedenza risultante è di 3,5 Ω, praticamente uguale a quella del woofer.

La presa da utilizzare dell'uscita dell'amplificatore è quella corrispondente all'impedenza di carico $Z = 4\ \Omega$.

I dati costruttivi della bobina in aria L sono rilevabili dallo schizzo allegato.

N. 95 spire filo rame smaltato diametro 1 mm divise in 9 strati di 10 spire + 1 strato di 5 spire.

⦰ esterno del rocchetto mm. 40

⦰ flange mm. 65

Fasciare l'avvolgimento con lateroide spessore 0,15 ÷0,2 mm.

Praticare due fori in una flangia per l'uscita dei terminali dell'avvolgimento.

Dimensioni in cm.

Fig. 2/1020

Per l'approvvigionamento dei condensatori a carta, Le forniamo i seguenti nominativi:
Ducati Elettronica S.p.A. - Milano - Via M. Gioia, 72
Passoni Villa S.p.A. - Milano - Via Suzzani, 229
Robert Bosch - Ing. Taragni e C. - Milano - Via Borgonuovo 14. **(*a.n.*)**

1021 - Sig. M. D'Agostino - Napoli

D. Sono venuto in possesso di un Registratore a nastro della Bell Telephone tipo Rocket, poiché detto apparecchio è in buone condizioni vorrei sfruttarlo al massimo delle sue possibilità, quindi gradirei sapere dove posso rintracciare lo schema elettrico e il relativo libretto d'istruzione.

a) Siccome nel registratore è incorporato soltanto un altoparlante piccolo di controllo (tipo ellittico Irel), la raggiungibile qualità della riproduzione può emergere, penso, soltanto attraverso un altoparlante separato: è giusto? In caso affermativo che tipo mi consigliate di acquistare?

b) Ho collegato l'uscita EXT. AMP. del registratore con l'entrata di un apparecchio radio Grundig SO/305, con il tasto della radio in posizione Mono, cercando di ottenere una migliore riproduzione del segnale registrato, ed ho notato che l'altoparlante del registratore non viene escluso, ma funziona normalmente e il volume deve essere regolato su di esso, inoltre dopo pochi minuti di collegamento l'apparecchio Radio emette dei rumori simili a scariche elettriche per cui sono stato costretto a staccare tutto, onde evitare danni agli apparecchi, pertanto gradirei sapere da che può dipendere e se è possibile rendere compatibile il collegamento.

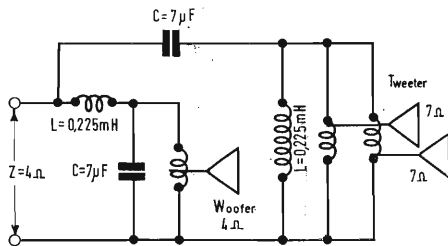
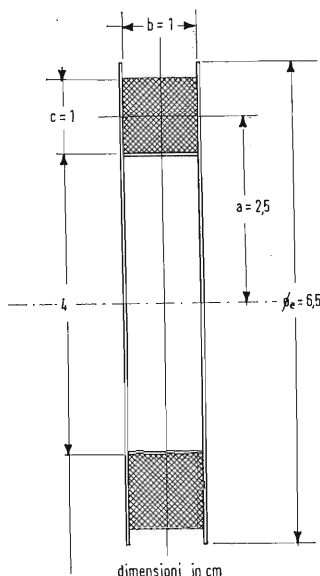
c) In fase di registrazione o riproduzione, dopo circa 2 ore di funzionamento, la piastra metallica del Registratore si riscalda eccessivamente: ho notato che erano i motori, precisamente quello di destra (trascinamento nastro) e il centrale che, credo, comanda il Capstan. Se ciò non è normale, quali possono essere le cause? Se l'apparecchio è costruito per funzionare a 220 V/60 Hz, è una mia ipotesi, può questo particolare determinare il suddetto inconveniente? In caso affermativo come si può ovviare a ciò?.

R. Purtroppo necessita il numero di catalogo o la sigla del registratore, senza di tali informazioni non è possibile rintracciare lo schema nè dare consigli circa l'aggiunta di un A.P. esterno.

Certamente un altoparlante di maggiori dimensioni di quello incorporato, rendendo meglio i bassi può migliorare sensibilmente la qualità di riproduzione. L'esclusione dell'A.P. interno può facilmente essere ottenuta con un interruttore in serie alla sua bobina mobile; l'introduzione di detto interruttore non presenta difficoltà alcuna.

Le scariche emesse dal radioricevitore sono del tutto anormali e da attribuirsi a cattivi contatti nella connessione al registratore, o entro i due apparecchi.

Anche il surriscaldamento dei motori è anormale. Si accerti che la tensione di alimentazione sia corretta e non sia, per caso, 117 V come per gli apparecchi americani sprovvisti di cambiatensioni.

Non siamo in possesso di schemi di registratori della Bell Telephone, né possiamo farne ricerca in mancanza della sigla precisa del tipo di apparecchio. **(*a.n.*)**

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83?.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's
Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

STRUMENTI DI MISURA

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470 054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

◆

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

I quattro vantaggi
offerti dalla SGS
Nuovi circuiti integrati
per la radio, la TV e l'alta fedeltà
TAA 611 Amplificatore audio per radioricevitori
con potenza di uscita fino a 3.3 Watt.
TAA 621 Amplificatore audio per televisori
con potenza di uscita fino a 4 Watt.
TAA 661 Amplificatore IF discriminatore funzionante
con tensioni di alimentazione da 6 a 15 Volt.
TBA 231 Doppio amplificatore operazionale
a basso rumore, alto guadagno,
ampia gamma di tensione di alimentazione.
TBA 271 Stabilizzatore di tensione adatto
per l'alimentazione dei varicap
nei sintonizzatori per televisione.
Disponibilità
Prezzo
Qualità
Scelta
L'alto grado di accuratezza dei processi
produttivi della SGS, gli studi e l'esperienza
dei tecnici dei suoi Laboratori di Ricerca,
hanno permesso di produrre in grande quantità
questi circuiti integrati con altissimi livelli di
qualità a prezzi veramente competitivi
(da lire 350) ed immediata disponibilità.
ITALIA
INGHILTERRA
FRANCIA
GERMANIA
SVEZIA
SINGAPORE
SOCIETÀ
GENERALE
SEMICONDUTTORI
AGRATE, MILANO
SGS
tecnologia di domani per oggi
Scuola Politecnica di Design, Novara

LEADER TEST INSTRUMENTS

GENERATORI DI SEGNALI

Mod. LSG-532

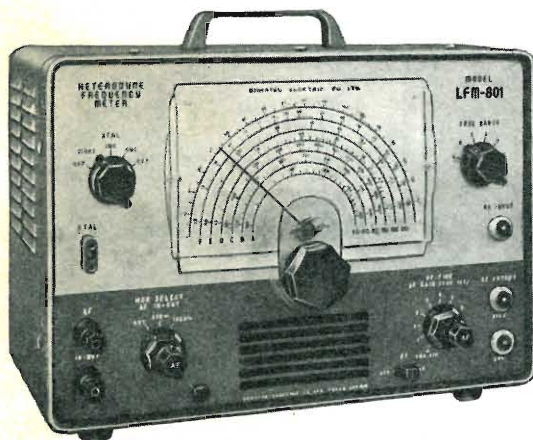
TV-FM SWEEP-MARKER

CARATTERISTICHE:

SWEEP

Gamma di frequenza: da 2 a 120 MHz. su battimento da 150 a 270 MHz. su fondamentale
Larghezza dello sweep: 0 — 12 MHz. (20 MHz. max.)
Tensione d'uscita: Regolabile, 0,05 V. su 75 ohm sbilanciati
Linearità di frequenza: entro il 5 %

MARKER

Gamma di frequenza: da 3,5 a 250 MHz.
Precisione: 1 %
Quarzo in dotazione: 5,5 MHz.
Modulazioone: Interna a 600 Hz.
Tensione d'uscita: 0,5 V.
Valvole impiegate: 6J6, 6U8, 12BH7, 6CB6, 6C4, 6AV6, 6X4
Accessori forniti: Cavi coax. da 75 ohm, cavi di misura, un auricolare ed un cristallo da 5,5 MHz.
Alimentazione: 220 V. 50 Hz.

Mod. LFM-801

FREQUENZIMETRO AD ETERODINA

Questo strumento di precisione è principalmente indicato in tutti quei casi in cui sia necessario effettuare un controllo della frequenza o calibrazione di oscillatori, generatori di segnali, trasmettitori e ricevitori.

CARATTERISTICHE:
Gamma di frequenza: su 6 gamme da 100 KHz. a 36 MHz. in fondamentale
Oscillatore a cristallo: Interno 100 KHz. - 1 MHz. - 5 MHz.
Cristallo applicabile esternamente: da 1 a 15 MHz.
Sensibilità di rivelazione: meglio di 30 mV.
Gamma di rivelazione: da 50 KHz. a 250 MHz.
Uscita audio: 400 Hz. da 0 a 20 V. regolabili - 1000 Hz. da 0 a 10 V. regolabili
Modulazione: Interna a 400 e 1000 Hz.
Valvole impiegate: 6J6, 6BE6, 6BD6, 6U8, 6AR5, 6X4
Alimentazione: 220 V. 50 Hz.
Accessori forniti: Un cavo coax. da 75 ohm, un auricolare ed un adattatore terminale

Mod. LSG-222

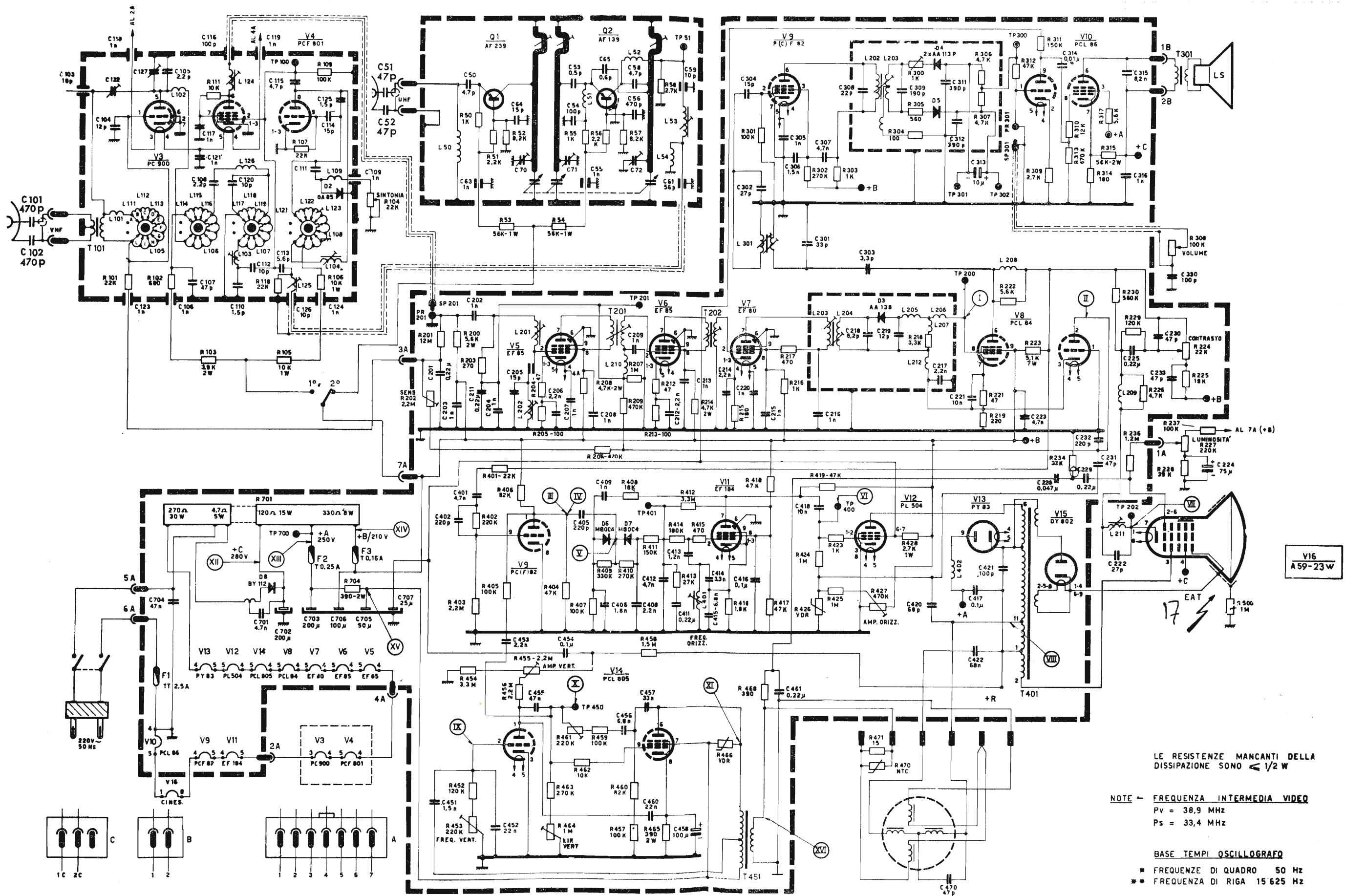
GENERATORE DI SEGNALI AD ALTA FREQUENZA

Questo generatore è stato progettato per realizzare una sorgente di segnale assai precisa, in grado di fornire portanti sia non modulate, sia modulate in ampiezza, nella gamma compresa tra 100 kHz e 38 MHz. E' munito di attenuatori di uscita per consentire ogni tipo di misura sui radio-ricevitori, agli effetti delle caratteristiche di sensibilità e di selettività. E' utile anche come generatore-campione ausiliario, per controlli di produzione. La costruzione è assai curata, ed è realizzata con l'impiego di componenti di ottima qualità e di lunga durata.

CARATTERISTICHE:
Gamma di frequenza: da 100 KHz. a 38 MHz. in 6 gamme
Impedenza d'uscita: 50 ohm sbilanciati
Livello d'uscita: 0 + 100 dB (0 dB = 1 μV.) o 1μV. — 100 mV. in 6 gamme.
Controllo del livello d'uscita: 80 dB con scatti di 20 dB e regolazione fine da 0 a 10 dB.
Modulazione: Interna 400 Hz. od esterna. Modulazione max 50% con controllo mediante strumento.
Valvole impiegate: 6J6, 6AQ5, 12BH7, 6X4
Alimentazione: 220 V. 50 Hz.
Accessori forniti: Cavo da 50 ohm.

TELEVISORE

UNDA

Mod. UZ 2300 - 23"

Schema elettrico del ricevitore di TV UNDA mod. UZ 2300 - 23"